7 f
456 PAGES
LIe ANNÉE - N° 1557 DU 17 JUIN 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ **RÉALISEZ** : UN CHENILLARD A 8 CANAUX COMMUTABLES DE 1 A 8 ■ UN AMPLIFICATEUR HI-FI 2 × 50 WATTS ■ UN TESTEUR UNIVERSEL DE DIODES ET DIODES ZENER ■

■ **BANCS D'ESSAI** : L'AMPLI-TUNER SANSUI 331 L ■ LE TUNER ET L'AMPLIFICATEUR KENWOOD KT3300 ET KA3300 ■ L'OSCILLOSCOPE S22 TELEQUIPMENT ■

SUISSE : 9 FS • ITALIE : 1100 LIRES • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA 2.25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 MIL.

PHILIPS

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

(1) **LE HAUT-PARLEUR.** Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.

(2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE.** Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.

(3) **H.P. - SONO - Musique - Light Show.** La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.

(4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.** Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

Au total :
L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE d'aujourd'hui et de demain.
La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous.

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

15 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :
Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
Haut-Parleur Spécial Radiocommande

11 numéros HAUT-PARLEUR :
« ELECTRONIQUE PRATIQUE »

11 numéros HAUT-PARLEUR :
« ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »

12 numéros HAUT-PARLEUR
« SONO Musique Light-Show »

FRANCE ..... 140 F
ÉTRANGER ..... 205 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
✦ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
Tél. : 202.58.30

sommaire

Exemplaire complet

Page

B.F. – Technique générale – Hi-Fi

- Une nouvelle cassette plus performante : **ELCASET** 123
- Le nettoyeur de disques **VAC-O-REC** 125
- Le tuner **KT3300** et l'amplificateur **KA3300 KENWOOD** 127
- Le tuner amplificateur **SANSUI 331L** 135
- A.B.C. : Mélangeurs haute fidélité 205
- Une enceinte acoustique en kit **AUDAX 50 W** 289

Radio – T.V. – Technique générale

- Transformations et progrès de la télévision sur grand écran 183
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 190

Electronique – Technique générale

- Le système de visualisation **TTL TEST A DIODES** 158
- Datathèque du transistor 195
- Montages électroniques originaux : Dispositif électronique à circuit intégré TPV63 263
- Les montres électroniques 268
- Bobinages et condensateurs en courant alternatif 274
- L'électronique et la navigation de plaisance 278
- Applications du circuit intégré : Convertisseur lumière/fréquence, linéaire 282

Réalisations

- Le C.I. Pourquoi pas ? Un tachymètre électronique 153
- Le labo de l'amateur : Les ponts 162
- Un posemètre intégrateur automatique 171
- Adaptateur pour alimentation des circuits à haut niveau d'intégration 179
- L'ensemble TF6/76 (suite et fin) 231
- Un chenillard à 8 canaux 237
- Testeur universel de diodes et diodes zener 246
- Une commande électronique de ventilateur 250
- Réalisez un amplificateur 2 x 50 W (1re partie) 254

Journal des O.M.

- L'émetteur-récepteur **SOMMERKAMP FT221** 300

Mesure – Service

- L'oscilloscope **TELEQUIPMENT S22** 141
- La table de travail **VOC2** 287

Divers

- Informations nouveautés 119
- AIWA bientôt 25 ans 151
- Sélection de chaînes Hi-Fi 291
- Notre courrier technique 294
- Petites annonces 311

PUBLICITÉ
Pour la publicité et les petites annonces s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

Copyright - 1976 Société des Publications radioélectriques et scientifiques

Dépôt légal 2e trimestre 76
N° éditeur : 294
Distribué par « Transport Presse »

Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO A ÉTÉ TIRÉ A
142 000
EXEMPLAIRES

SANYO

toutes les performances +une : le prix !

L'extraordinaire succès remporté par les ensembles Hi-Fi SANYO auprès des amateurs français est sans mystère : un programme de développement important dans tous les domaines de la Hi-Fi et une diffusion dans le monde entier permettent à SANYO de produire des séries importantes d'appareils offrants d'excellentes performances à des prix non moins performants.

L'ensemble que nous vous proposons, dans la page ci-contre est composé :

AMPLI DCA 650

Les 2 canaux modulés 8 ohms.... 2 × 45 W.
Dist. harmonique/-3dB (Pn)/1 kHz <0,05%
Intermodulation/-3 dB (Pn)..... <0,04 %
Bande pass. en puiss./-3dB (Pn) 5Hz-80kHz
Bande passante + 0,5/-3 dB.. 5 Hz-100 kHz
Plage de commande :
Grave, seuil 250 Hz..... ±10 dB/50 Hz
Grave, seuil 500 Hz..... ±10 dB/100 Hz
Aigu, seuil 2,5 kHz..... ±10 dB/10 kHz
Aigu, seuil 5 kHz..... ± 10 dB/20 kHz
Correct. physio. 100 Hz:10kHz + 8dB/ + 3dB
Atténuation amplificateur..... -20 dB
Filtre infra-sons,..... 20 Hz/-12 dB/oct.
Filtre ronronnement..... 70 Hz/-12 dB/oct.
Facteur d'amortissement, 8 ohms/1 kHz>6 Ω
Indépendance des enceintes..... 4-16 ohms
Selecteur d'enceintes..... A,B,A + B
Sensibilité d'entrée rapport signal/bruit:
Phono 1&2..... 2,5mV/>70 dB
Micro..... 2,5 mV /> 70 dB
Tuner..... 140 mV /> 90 dB
Aux. 1&2..... 140 mV/ > 90 dB
Immunité de l'entrée Phono aux. 400mV eff.
Surmodulations..... 1 kHz
Entrées..... Phono 1 + 2, mixage micro
Entrées..... Tuner, Réserve (Aux.)
Entrées .....1 + 2 magnétophone 1 + 2
Entrées..... (DIN & RCA).. ampli
Sorties... magnétophone RCA... 140 mV
Sorties.... magnétophone DIN... 35 mV
Sorties... préamplificateur..J;2 V/1 Kohms
Sorties casque.....oui

PLATINE TOURNE DISQUE TP 725

Système d'entrainement.....par courroie
Moteur ..... Servo-moteur alter. à 4 pôles
Réglage fin.....±3%
Pleurage et scintillement..... 0,08 %
Rapport sig./ronronnement (rumble) 55 dB
Plateau Diamètre.....310 mm
Stroboscope..... sur le bord du plateau
Arrêt automatique.....oui
Retour automatique du bras.....oui
BRAS.....tubulaire à double courbure
Erreur de piste tangentielle..... +3%/-1%
Force d'appui réglable..... oui
Lève-bras séparé..... oui
Anti-skating..... oui
CELLULE MAGNETIQUE..... MG 28
Force d'appui conseillée..... 1,8-2,5 gr
Tension de sortie à 1 kHz/50 mm/s . 3 mV
Courbe de réponse..... 10-27 000 Hz

PLATINE CASSETTE DOLBY RD 4080

Système d'entrainement..moteur à courant continu à régulation électronique
Commande des fonctions.....mécanique
Réduction du souffle..... DOLBY « B »
Têtes magnétiques :
Enregis./lect..... « LTM » long-life
Effacement..... ferrite
Monotoring.....oui
Courbe de réponse :
Bande normale..... 30 Hz-13 kHz
Bande CrO^2.....30 Hz-16 kHz
Rapport signal/bruit sans DOLBY.. >48 dB
avec DOLBY +5 dB/1 kHz, +10 dB au-delà de 5 kHz
Distors. harmo./1 kHz pour 0 dB (VU) <3%
Pleurage et scintillement efficace.....0,12 %
Séparation des canaux/1 kHz .....>35 dB
ENTREES/IMPEDANCES
Micro..... 0,3 mV/20 kohms
Ligne..... 80 mV/68 kohms
DIN..... 1 mV/12 kohms
SORTIES
Ligne.....700 mV/3 kohms
DIN..... 700 mV/3 kohms
CASQUE.....oui
Niveau de lecture réglable.....oui
Commutateurs de types de bande 2 pos.
Limitation de surmodulations.....oui
Touche mécanique de pause.....oui
Arrêt auto. en fin de bande.... enregis./lect.
Particularité limiteur de surmodulation commutable

ENCEINTES SX 825

Etanches à amortissement acoustique
Système..... 3 voies
H.P. grave.. Ø 250 mm à suspension souple
H.P. médium.....Ø 120 mm
H.P. aigu..... Ø 27 mm à dôme souple
Puissance musicale admissible..... 40 Watts
Courbe de réponse..... 35-20.000 Hz
Fréquence de transition..... 800/5000 Hz
Impédance..... 8 ohms
Une commande de niveau pour l'aigu et une pour le médium.

Quand vous saurez qu'il existe une chaine SANYO comprenant :
Un ampli DCA 200 2 × 15W - 8 Ohms
Une platine TP 625 complète
2 enceintes SX 807 A 20W-65/1800 hz au prix total maximum, de **2980 F**

Vous serez convaincu que SANYO vous propose des ensembles qui, en plus de toutes leurs qualités, possèdent une performance supplémentaire : leur prix.

©PIETRI

SANYO : le courage d'être japonais

ADIEU A LOUIS MERLIN

Au moment de mettre sous presse, nous apprenons avec stupeur le décès de Louis MERLIN.

Louis MERLIN, c'est tout un chapitre de la Radio, ancien de H.E.C., il se lança d'abord dans le dessin publicitaire. Puis, attiré par la radio, nouveau moyen d'expression dont il pressentit l'immense avenir, il se consacra dès les années 30 aux programmes radiophoniques.

Il sut innover, créer un « style » à la fois tendre et dynamique, trouver un « ton » familier et spirituel.

Il dirigea les « Programmes de France » pour R.T.L. Ce fut ensuite la création d'Europe n° 1 : encore une « manière originale » qui assura en quelques années le succès et la personnalité de la nouvelle station.

Le temps a passé... Louis MERLIN n'a jamais cessé de pétiller, d'innover, d'étonner les plus jeunes que lui.

Brutalement, il vient de nous quitter. Nos lecteurs éprouveront tout comme nous, un immense chagrin et exprimeront à tous ceux qui lui étaient chers leur profonde sympathie et leurs sincères condoléances.

FESTIVAL HAUTE FIDÉLITÉ DE STRASBOURG

Placé sous le haut patronage de M. Pierre Pflimlin, député-maire de Strasbourg et sous le patronage du Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement (S.I.E.R.E.), le Festival « Haute-Fidélité » de Strasbourg se tiendra au Palais de la Musique et des Congrès, du 28 au 31 octobre 1976.

Bénéficiant d'un cadre exceptionnel, organisé suivant les principes du Festival International du Son, le Festival « Haute Fidélité » permettra de présenter, dans une région particulièrement sensible à la musique, une exposition internationale des meilleurs matériels électroacoustiques complétée d'un programme de manifestations artistiques et culturelles.

OÙ TROUVER LES COMPOSANTS ?

Dans notre précédent numéro, nous vous avions communiqué la liste par région des distributeurs de composants Sescosem. Aujourd'hui nous vous proposons, toujours par région, la liste des distributeurs de semi-conducteurs I.T.T.

PARIS et RÉGION PARISIENNE :
CIBOT, 1-3, rue de Reuilly, 75580 Paris cedex 12.
CIBOT, 136, bd Diderot, 75012 Paris.
CYCLADES, 11, bd Diderot, 75012 Paris.
ELITE ELECTRONIQUE, 14, rue Le Bua, 75020 Paris.
NORD RADIO, 136, rue Lafayette, 75010 Paris.
MAGNETIC FRANCE, 175, rue du Faubourg-du-Temple, 75003 Paris.
RADIO CHAMPERRET, 12, place de la Porte-Champerret, 75017 Paris.
RADIO M J, 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
ST-QUENTIN RADIO, 6, rue de St-Quentin, 75010 Paris.
TERAL, 26, rue Traversière, 75012 Paris.
B.H. ELECTRONIQUE, 164, avenue Aristide-Briand, 92220 Bagneux.
ST-GERMAIN COMPOSANTS, 4, rue à la Farine, 78100 St-Germain-en-Laye.
VART, 29, rue de la Paroisse, 78000 Versailles.
T.P.E., avenue Eugène-Varlin, 77270 Villeparisis.
TELE ST-MARC, 15, rue des Onze-Arpents, 95130 Franconville.
SEFAR, 7 et 15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie.

SUD EST :
ECA, 22, quai Thannaron, 26500 Bourg-les-Valence.
DÉPÔT ELECTRONIQUE, avenue de Verdun, 84470 Châteauneuf-de-Gadagne.
MIROIR DES ONDES, 11, cours Lieutaud, 13006 Marseille.
TECHNI MUSIC, 27, rue Roger-Renzo, 13000 Marseille.
ARLAUD, 8-10, rue de la Fraternité, 83000 Toulon.
COUDERT/JEAMCO, 180, bd de la Madeleine, 06000 Nice.

CENTRE :
RADIO SIM, 29, rue Paul-Bert, 42000 St-Etienne.

SUD OUEST :
ELECTRO VISION, 4, rue Montesquieu, 33000 Bordeaux.
CIBOT, 25, rue Bayard, 31000 Toulouse.
SON ET LUMIÈRE, 16, rue du Puits-des-Esquilles, 34000 Montpellier.

RHÔNE-ALPES :
CORAMA, 51, cours Vitton, 69006 Lyon.
INTER ONDES, 63, rue de la Part-Dieu, 69003 Lyon.
TOUT POUR LA RADIO, 66, cours Lafayette, 69003 Lyon.
ELECTRON BAYARD, 18, rue Bayard, 38000 Grenoble.
ELECTRO SHOP, 53, avenue Jean-Perrot, 38100 Grenoble.

OUEST :
H.B.N. ELECTRONIC, 19, rue du Général-Giraud, 76000 Rouen.
RADIO COMPTOIR, 61, rue Ganterie, 76000 Rouen.
COURTIN, 6, rue du Massacre, 76000 Rouen.
H.B.N. ELECTRONIC, 1, rue Malakoff, 29200 Brest.
GROSCAUX, 57, rue Louis-Brindeau, 76600 Le Havre.
SONODIS, 74 bis, rue Victor-Hugo, 76600 Le Havre.
SONODIS, 21, rue Ecuyère, 14000 Caen.

EST :
ALSA KIT, 3, quai Finkwiller, 67000 Strasbourg.
H.B.N. ELECTRONIC, 13, place des Halles, 67000 Strasbourg.
EQUIPEMENT ELECTRONIQUE DE L'EST, 7, rue de la Loi, 68100 Mulhouse.
HENTZ, 21, rue Louis-Pasteur, 68100 Mulhouse.
RADIO CHAMPAGNE, 29, rue d'Orfeuil, 51000 Châlons-sur-Marne.
H.B.N. ELECTRONIC, 27, rue Jean-Jaurès, 51000 Châlons-sur-Marne.
TÉLÉ SERVICE, 48, rue Charles-III, 54000 Nancy.
H.B.N. ELECTRONIC, 116, rue St-Dizier, 54000 Nancy.
H.B.N. ELECTRONIC, 21, rue de Courcelles, 51100 Reims.
H.B.N. ELECTRONIC, 2, rue Charles-de-Vergennes, 21000 Dijon.
ELECTRO TECHNIQUE, 23, rue du Petit-Potet, 21000 Dijon.
REBOUL, 34, rue d'Arènes, 25000 Besançon.

NORD :
AUX STOCKS ELECTRONIQUES, 4, rue Colbert, 59000 Lille.
H.B.N. ELECTRONIC, 45, rue Henri-Terquem, 59140 Dunkerque.
H.B.N. ELECTRONIC, 30, rue Gambetta, 62300 Lens.

PECHEUX, 47, rue Kennedy, 02100 St-Quentin.
RADIO-PICARDIE, 7-9-11, rue Jules-Barni, 80000 Amiens.
H.B.N. ELECTRONIC, 166, Chaussée St-Pierre, 80000 Amiens.
HEXAGONE, Z.I. N° 2, 59309 Valenciennes.
H.B.N. ELECTRONIC, 48, rue Voltaire, 08100 Charleville.

KITS HAUT-PARLEURS POUR AUTO-RADIO

La Société Roselson présente un ensemble de haut-parleurs pour une installation de grande fiabilité et de haute qualité.

Le kit est composé de grilles de couleur noire, de la visserie nécessaire à la fixation, de 2 haut-parleurs spécialement conçus, possédant :
— une carcasse spéciale,
— une membrane tropicalisée,
— une bobine mobile renforcée,
ce qui leur permet de résister aux conditions climatologiques et aux efforts mécaniques auxquels ils sont soumis une fois en place.

Modèle	Puiss. nomin.	Bande Passante
KIT 2 Kar 5/8 W	6 W	90 à 12000 Hz
KIT 4 Kar 5/12 W	10 W	70 à 15000 Hz
KIT 3 Kar 3x6/8 W	6 W	100 à 15000 Hz
KIT 1 Kar 5x7/8 W grille souple	6 W	70 à 15000 Hz
AAR 5x6/12W	10 W	70 à 15000 Hz

Distribués par Teralec.

LA CALCULATRICE DE POCHE TOSHIBA LC 810

La calculatrice LC 810 est légère (90 grammes seulement avec les piles) et d'une esthétique raffinée. Ses dimensions sont réduites 134 x 70 mm et seulement 9,5 mm d'épaisseur, un record !

1 200 heures sans changement de pile annonce le constructeur. L'alimentation est assurée par deux piles de type standard à oxyde d'argent qui ne doivent être renouvelées qu'après deux ans d'utilisation. Ceci représente une réelle économie puisque les piles devraient être changées 150 fois en deux ans avec une calculatrice normale.

L'affichage est assuré par cristaux liquides avec des chiffres noirs sur fond jaune ce qui améliore considérablement la lecture que ce soit en pleine lumière ou en lumière atténuée.

NOUVEAUX COFFRETS CHEZ VERO ELECTRONICS

Vero Electronics lance une nouvelle gamme de coffrets démontables à des prix compétitifs.

Les coffrets « Veropak » sont fabriqués en acier recouvert de PVC beige (BS 4-048 Moonstone) et sont disponibles en cinq options, trois largeurs (278 mm, 316 mm, ou 405 mm) avec une hauteur de 158 mm et une profondeur de 220 mm. La version de 405 mm de large peut être livrée avec une hauteur de 114 mm, et la version de 316 mm de large est disponible en 308 mm de profondeur.

Les panneaux inférieurs et arrières sont munies d'ouïes de ventilation.

Les coffrets sont livrés en kit, face avant en aluminium anodisé et visserie comprises, dans un carton dont la hauteur totale est 30 mm, pour permettre un stockage pratique grâce à son faible encombrement. Le montage est très simple et ne nécessite qu'un tournevis. Une fois montés, les coffrets offrent une excellente présentation.

NOUVELLE CAMÉRA SONORE CHEZ BELL ET HOWELL

La Filmosonic XL 1238 est la troisième caméra sonore présentée par Bell et Howell.

Caractéristiques techniques :
Objectif f.1.8 (7.5-60 mm)
Zoom électrique 2 vitesses et manuel
Dispositif macro (prise de vue possible, jusqu'au contact de la lentille)
Cellule Cds haute sensibilité avec diaphragme double pale
Commutateur de contraste
Correction de densité (pour obtenir une image plus pâle ou plus foncée à la projection)
Viseur réflex
Œilleton réglable
Obturateur de viseur (pour éviter que la lumière atteigne le film par l'œilleton de visée) utile pour prise de vues sur pied
Fondu automatique à l'ouverture et à la fermeture avec fondu son
Vitesses : 18 et 24 images/seconde, ralenti : 34 et 36 i/s possible uniquement avec chargeur muet
Ecouteur de contrôle, modulation son : - 10 dB
Alimentation HiFi antiparasite
Livrée avec pare-soleil
Micro canon hautement directionnel

adaptable dans la fente torche au-dessus de la caméra.

Indications dans le viseur :

Niveau sonore, voyant de modulation ; ouverture de diaphragme, sur ou sous-exposition et fondu ; témoin de contrôle manuel de l'exposition ; déroulement du film, fin de film et de son ; indicateur de filtre lumière du jour ou lumière artificielle ; mise au point par miroirs dichroïques (franges colorées tant que le réglage n'est pas au point).

Pour que ces indications soient données au « cameraman », il suffit d'amener la gâchette en position-test (à mi-course de mise en marche).

UNE NOUVELLE ENCEINTE ACOUSTIQUE CHEZ ACOUSTIC RESEARCH

L'enceinte AR 16 dernière création de cette firme américaine est une enceinte à 2 voies de dimensions réduites : 249 x 500 x 217 mm. Elle est équipée d'un haut-parleur grave de 20 cm de diamètre et d'un tweeter à dôme hémisphérique à membrane imprégnée. La fréquence de transition est située à 1 300 Hz.

Le filtre très élaboré fait appel à des composants sélectionnés : condensateurs polarisés, résistances de forte puissance non inductive et bobinage sur air. L'impédance du système est de 8 Ω. La puissance minimale de l'amplificateur qui précèdera l'enceinte est de 15 W mais l'enceinte est prévue pour supporter des pointes de 100 W.

Importateur : Télé Radio Commercial.

LA CALCULATRICE DE POCHE EL-8116 SHARP

La Sharp EL-8116 est une calculatrice de poche, offrant toutes les performances d'une calculatrice de bureau, d'une grande commodité par son poids (160 g) et par sa taille (76 x 20 x 128,5 mm).

Elle permet d'effectuer toutes les opérations courantes mais possède également une mémoire indépendante et des touches pour le calcul des racines carrées et des pourcentages, pouvant résoudre tous les problèmes arithmétiques.

Elle fonctionne au choix sur secteur, batterie Ni-Cd rechargeable ou piles sèches.

Son boîtier élégant fait de ce petit cerveau un auxiliaire précieux.

NOUVEAUX APPAREILS DE POCHE CHEZ KODAK

Les modèles qui composent la gamme nouvelle peuvent se classer en deux groupes :

— Des appareils très simples aux résultats sûrs dans la tradition Kodak ;

— Des appareils plus élaborés, disposant de perfectionnements techniques et surtout d'un télé-objectif incorporé, mais qui restent néanmoins dans une fourchette de prix « grand public ».

Garantie de 3 ans.

L'avance du film ne nécessite qu'une seule manœuvre de la glissière d'avancement : le débattement de cette glissière a été calculé pour éviter d'avoir à donner un second « coup de sécurité ».

D'autre part la position du déclencheur a été étudiée pour que l'appareil étant tenu en position de prise de vues entre le pouce et l'index, il n'y ait plus de possibilité de basculement de l'appareil lors du déclenchement, donc plus de possibilité de bougé de la part d'un parent ou ami à qui l'on a prêté son appareil et qui n'est pas familiarisé avec celui-ci.

Enfin, la prise de flash située à l'extrémité des appareils évite l'emploi d'un support-allonge de Magicube.

Cette présentation destinée surtout aux jeunes et aux débutants, comprend tout ce qui est nécessaire pour faire tout de suite des photos (films, magicube).

Appareil Kodak Instamatic 130 :

C'est l'appareil le plus simple de la nouvelle gamme. Il ne nécessite aucun réglage. La prise de flash sur le côté de l'appareil (suffisamment éloignée de l'objectif), ne rend plus nécessaire le support-allonge.

Appareil Kodak Instamatic 230 :

Un seul réglage en fonction du temps : ensoleillé ou nuageux. La rotation du flash est couplée à l'avancement du film. Objectif à 3 lentilles.

Appareil Kodak Télé-Instamatic 430 :

Deux objectifs, un « normal » et un télé selon les besoins du cadrage. En position télé-objectif, mise au point de 1,20 à l'infini. Réglage manuel de l'exposition de f/5,6 à f/16 avec témoin lumineux d'exposition correcte dans le viseur. Prise pour le flash électronique Kodalux 2.

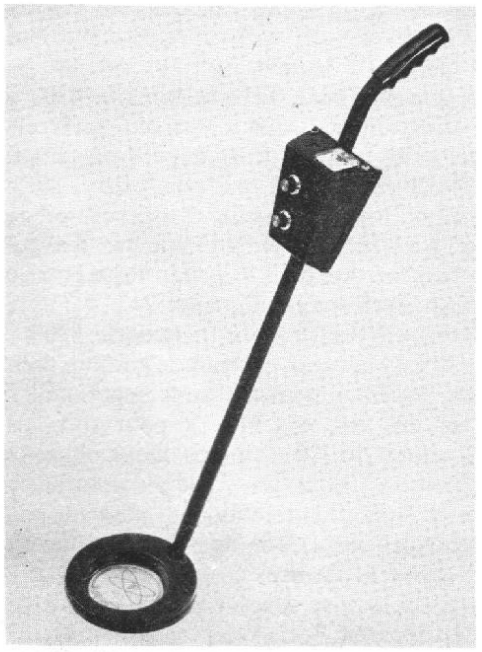
Appareil Kodak Télé-Instamatic 530 :

C'est l'appareil du haut de gamme dont les perfectionnements sont supérieurs à bien des appareils 24 x 36 pour un poids de moins de 200 grammes. Deux objectifs incorporés dont un « télé » ; obturateur électronique automatique : pose de 20 secondes au 1/300e de seconde. Il peut recevoir le flash électronique Kodalux 2 grâce à la prise spéciale placée sur le côté de l'appareil.

DEUX DÉTECTEURS DE MÉTAUX C.SCOPE

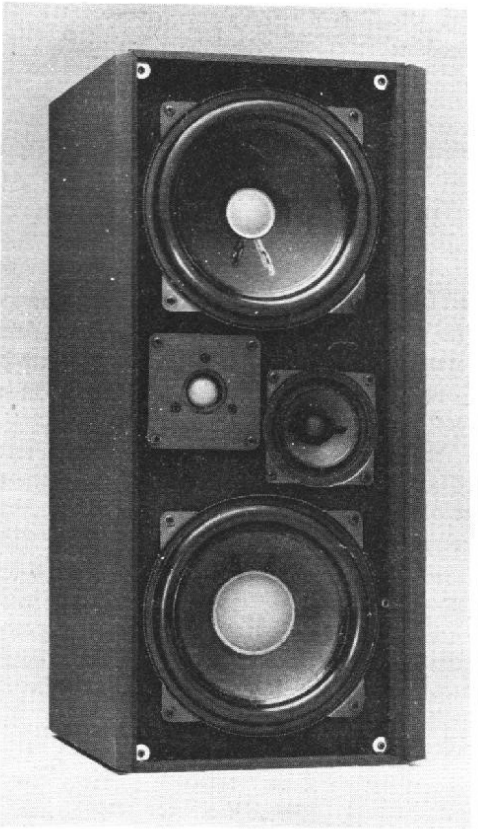
Ces détecteurs de métaux emploient la technique d'équilibrage par induction afin d'obtenir une performance de non-déviation améliorée. Ce principe a en fait été admis et accepté depuis bien des années comme le plus rationnel pour entreprendre toute chasse au trésor sérieuse. Les deux modèles de la nouvelle série comportent des têtes chercheuses Isocon de 25 cm, à bobine multiple, prévues pour des pénétrations en plus grande profondeur, une localisation très précise de l'objet cible, et une adaptabilité à tous les types de terrain.

C.Scope IB 300 :
Commutateur marche/arrêt
Boutons d'accord doubles pour un réglage aisé et précis
Casques d'écoute rembourrés
Mode double impulsion/tonalité
Module entrée haut-parleur
Compteur de signaux visuels sensible
Vérification batterie
Régulateur de volume
Tige télescopique réglable et verrouillable
Imperméable - submersible
Tête chercheuse Isocon de 25,40 CM à bobine multiple
2 x 9 volts PP6
Batterie : durée de vie de 50 heures
Construction robuste et légère
Portée de détection : jusqu'à 40 cm pour une pièce de monnaie et - 2,50 m pour des objets plus grands.



C.Scope BF 60 :
Ce modèle moins performant mais aussi beaucoup moins coûteux est équipé d'un haut-parleur et d'un Vumètre.

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES MAGNAT



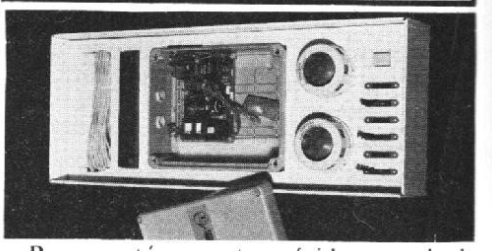
L'enceinte Bull 502 :
Puissance mini : 4,4 W
Puissance max. : 90 W eff.
Réponse en fréquence : 30 à 22 000 Hz
Fréquences de croisement : 900 et 5 500 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 260 x 590 x 280 mm.

L'enceinte Super-Bull 2 :
Puissance mini : 5,8 W
Puissance max. : 100 W eff.
Réponse en fréquence : 28 à 22 000 Hz
Fréquences de croisement : 28 à 22 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 260 x 590 x 280 mm.

Ces trois enceintes sont dites à basse résonance. Le coffret est composé de 11 couches différentes (2 fois 5 couches séparées par une feuille en plastique).

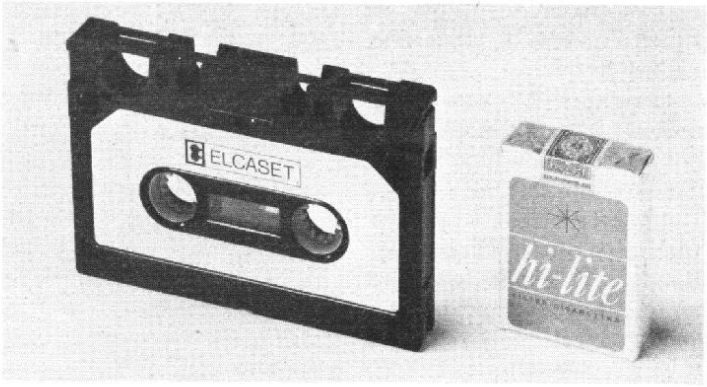
L'enceinte Bull Borg 2 :
Puissance mini : 4,25 W
Puissance max. : 50 W eff.
Réponse en fréquences : 34 à 20 000 Hz
Fréquences de croisement : 950 et 6 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 280 x 385 x 220 mm.

KITALARME PROTEG



Pour protéger votre résidence principale pendant vos vacances la société PROTEG-CPE à Paris-17e propose un système d'alarme sonore automatique le KITALARME. L'ensemble prêt à monter comprend : le coffret dont les dimensions sont les suivantes : 180 x 230 x 90 mm. Une alarme modulée commandée par relais. 2 sirènes électromécaniques. 1 klaxon (pour la version batterie). 1 sirène électronique. Une alarme non modulée commandée par un relais pour exciter : un relais lumière, une sirène longue portée, un répétiteur d'alarme à distance. Un transmetteur d'alarme téléphonique, etc. Le dispositif d'arrêt d'alarme à réarmement automatique par l'emplacement d'un cavalier - Un bouton poussoir permet de tester les alarmes. 3 détecteurs d'ouverture ILS. 1 détecteur de choc et 20 mètres de câble.

Cet appareil existe en 2 versions - version pile et une version batterie avec chargeur automatique secteur 220 V.



UNE NOUVELLE CASSETTE PLUS PERFORMANTE

IL y a bien longtemps que nous n'avions pas vu naître de nouvelle cassette. La dernière sortie était celle de Pioneer, qui en fait était une cartouche sans fin et qui devait concurrencer la cassette « compact » de Philips. Cette cartouche était vraiment très petite, cela se passait en 1972 et nous n'avons rien vu venir. Cette fois il s'agit d'un produit radicalement différent. Les deux écueils principaux de la cassette ont été surmontés : largeur de la bande et vitesse de défilement.

Cette nouvelle cassette vient d'Extrême Orient, ce qui ne vous étonnera pas ; elle a été mise au point conjointement par Sony Corporation, Matsushita Electric Industrial Company Ltd et Teac Corporation. Outre ces trois compagnies, qui sont à la base de ce produit, deux autres les ont rejoints et se préparent à commercialiser des appareils destinés à traiter cette cassette comme il se doit. Ces deux compagnies ne sont pas les plus petites puisqu'il s'agit de Aiwa Company Ltd et de Victor Company of Japan Ltd. Cinq grandes compagnies se préparent à envahir le marché avec un produit maintenant normalisé.

La cassette est adulte, on s'est aperçu que ce n'était qu'au prix de certaines difficultés que l'on pouvait atteindre une qualité sonore digne des installations HiFi. La qualité de la HiFi progresse et la bande magnétique en cassette a énormément de mal à suivre ces progrès. La nouvelle cassette Elcaset gagne une vitesse, la bande défile maintenant à 9,5 cm/seconde, cette vitesse permet d'atteindre sans problèmes une bande passante de 20 kHz.

La largeur de la bande est de 6,35 mm au lieu des 3,81 mm de la bande de la cassette. En stéréophonie, les pistes auront une largeur de 1,05 mm ; en monophonie, de 2,55 mm au lieu des 0,6 et 1,5 mm de la cassette. L'augmentation de largeur se traduit par une amélioration du rapport signal/bruit et par une meilleure régularité de l'enregistrement, les défauts éventuels de la bande prenant une moindre importance.

Entre les deux pistes mono, deux pistes auxiliaires sont prévues, ce sont des pistes de contrôle qui permettraient d'utiliser des cassettes dans un appareil automatique. On voit très bien par exemple des cassettes employées pour diffuser des messages, un code inscrit sur la piste de contrôle permet de faire défiler automatiquement la bande. La piste de contrôle peut servir de mémoire.

La cassette Elcaset assure un défilement précis de la bande, précision qui n'est plus tributaire de la précision d'usinage du boîtier. Ce dernier joue ici un rôle protecteur. La bande est contenue sur deux bobines ou plus précisément sur deux demi-bobines qui sont constituées d'un noyau

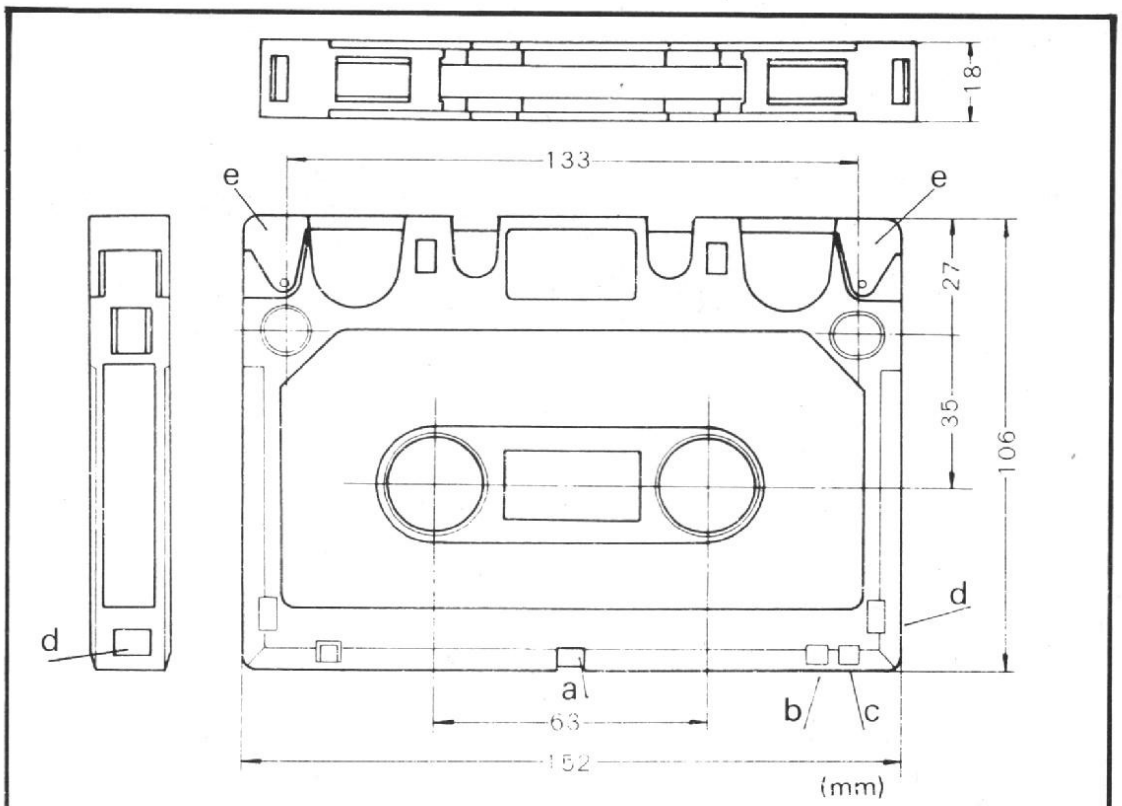


Fig. 1. – Les dimensions de la nouvelle cassette Elcaset
a) ouverture pour la libération du frein
b) ouverture pour codage du type de bande
c) ouverture pour mise en service du Dolby
d) sécurité d'enregistrement
e) pièces articulées pour libération de la bande.

et d'une seule joue. L'une est située d'un côté de la cassette, l'autre de l'autre.

Les dimensions des cassettes empêchent l'adoption de bobines entières (une bobine est toujours vide quand l'autre est pleine et il faut profiter de l'espace disponible). Pour que la bande reste bien en place, ces deux bobines sont freinées, un système à roue à rochet autorise le bobinage mais pas la libération. Cette dernière, indispensable pour la lecture, est provoquée par un levier, qui sera dans le magnétophone et qui libèrera le frein, la rainure d'accès au frein est située au milieu de la partie postérieure de la cassette.

Aucune pièce mécanique n'est prévue pour le défilement, c'est le magnétophone qui les aura, avec l'augmentation de précision inhérente, le métal étant de loin plus stable que la matière plastique.

La bande peut facilement être extraite de la cassette Elcaset : deux pièces articulées qui maintiennent la bande en place s'écartent pour laisser libre toute la partie frontale de la cassette. La bande peut ainsi subir sans acrobatie les traitements de la bande des magnétophones à bobine, montage par exemple.

La cassette compacte étant trop petite pour comporter un nombre suffisant de trous de codage permettant d'assurer la commutation automatique pour plusieurs types de bande, le problème a, ici, été résolu : deux trous par face sont employés, pour les trois types de bande principaux : fer, fer/chrome et chrome ou encore d'autres types, deux trous de codage permettant quatre choix.

Les ouvertures pour la sécurité d'enregistrement sont également là, cette fois, c'est une pièce de matière plastique coulissante qui est installée. La formule est relativement complexe mais évite une détérioration de la cassette, en outre, l'enregistrement reste toujours possible. Une ouverture supplémentaire est réservée au Dolby.

Cette cassette se présente avec des dimensions nettement plus importantes que celle de la petite sœur « compact », ce qui exclut toute concurrence possible et sépare nettement les usages des deux produits. La largeur de cette cassette est en effet de 152 mm, la profondeur de 106 mm et l'épaisseur de 18 mm. Ces dimensions sont plus celles d'un livre de poche que celles d'un agenda. L'autonomie de l'Elcaset sera de 60 ou 90 mm, comme pour la mini, nous retrouverons là les mêmes problèmes de durée d'enregistrement qu'avec la cassette.

Elcaset contre bande ? La nouvelle cassette va certainement tenter de prendre une place au milieu des appareils à bande. Cette place, c'est celle de petits magnétophones grand public. L'avantage incontestable de la cassette est sa facilité de manipulation et c'est cette facilité qui sera une fois de plus son atout. On perd, par rapport à la cassette « compact » les dimensions, mais on gagne la qualité, la fiabilité et la conservation dans le temps des performances.

La bobine gardera sa suprématie avec les appareils de haut de gamme ou encore là où la durée d'enregistrement reste un facteur décisif, les bobines de 26,5 cm de diamètre ont une capacité nettement supérieure.

Le prix enfin, il existe sur le marché une cassette de dimensions sensiblement identiques, un peu plus petite en fait. C'est une cassette de BASF prévue initialement pour l'informatique et qui tente une percée en audio, dans le domaine professionnel.

La cassette Elcaset devrait être présentée au 1/3 du prix de la cassette Unisette, ce qui, d'après une autre source, devrait revenir au prix de la cassette « compact » (le prix de cette dernière peut varier dans un rapport de 1 à 10 ou presque !).

Il paraît difficile d'obtenir un prix équivalent, il faut en effet deux fois plus de bande (vitesse double), et la bande doit être plus large. Il faudra encore attendre au moins un an avant de voir cette cassette sur le marché, alors on pourra commencer à cerner de plus près les chances de réussite, il faudra aussi que des fabricants de bande soient concernés par le problème ; pour le moment, il n'y a que Sony.

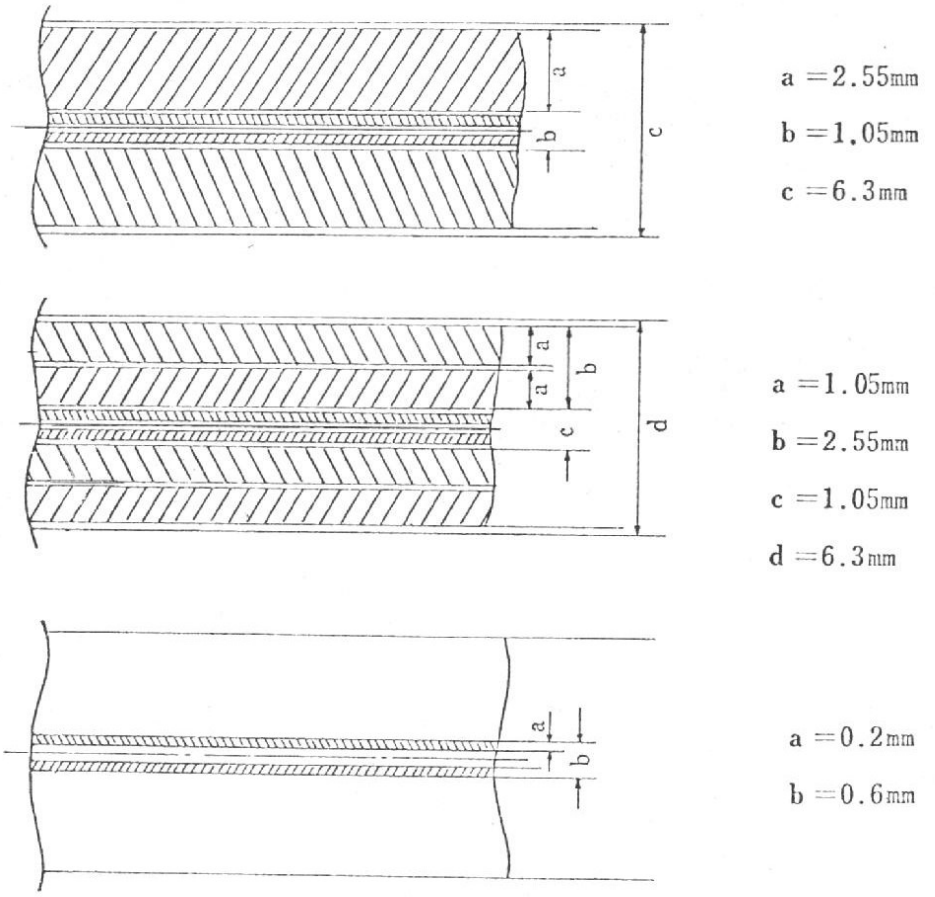
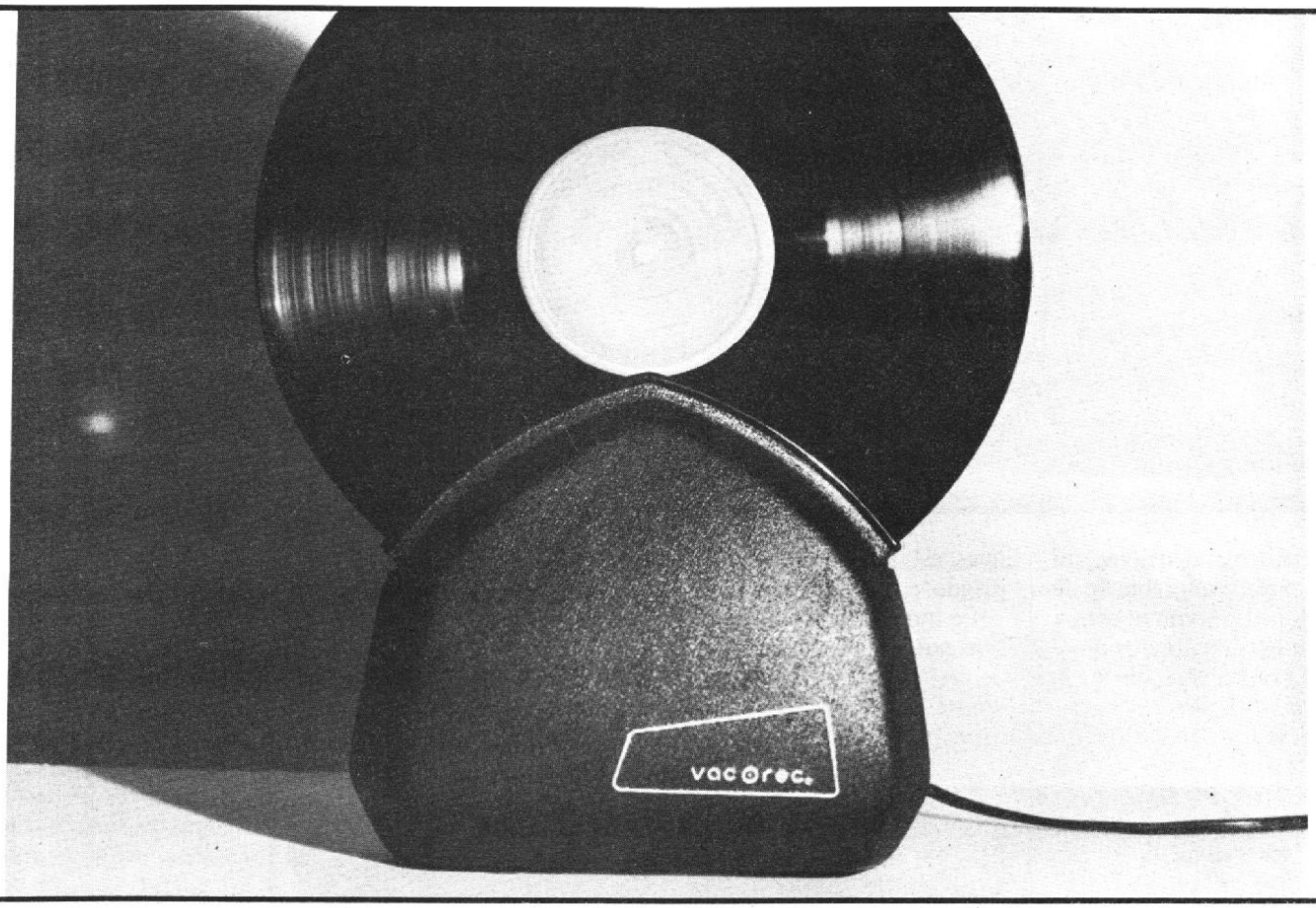


Fig. 2. – Répartition des pistes : en haut, 2 pistes mono, au centre 4 pistes stéréo (lecture possible en mono), en bas, les deux pistes de commande centrale.

E. LÉMERY

LE NETTOYEUR



DE DISQUES VAC-O-REC

CE nettoyeur de disques a été présenté lors d'un festival du son, il y a plus d'un an. Les esprits les plus inventifs se penchent avec plus ou moins de bonheur sur le moyen d'éliminer la poussière des disques, une poussière qui est sans aucun doute le plus grand fléau du discophile.

Les disques sont en matière plastique, matériau isolant par excellence, ces matériaux ont la propriété de se charger d'électricité statique au moindre frottement et les charges de surface réparties sur le disques seront absolument incapables de s'évacuer, la résistance électrique du disque étant très élevée et le tapis du tourne-disques en caoutchouc, lui aussi isolant, ne simplifie pas le problème mais conserve les charges, d'autre part, comme les charges sont réparties de chaque côté du disque, une élimination côté plateau ne se transmet pas côté lecture. Le frottement est la cause de cette apparition d'électricité statique. Frottement dû à l'extraction du disque de sa pochette ou encore celui du diamant dans le sillon. Les poussières de l'air sont attirées par le disque et s'y déposeront si on ne prend pas la précaution d'adapter le couvercle sur la table de lecture.

Les moyens de nettoyage pendant la lecture ne manquent pas, leur efficacité est plus ou moins importante, peu sont capables de supprimer l'électricité statique si bien que la poussière qui a été enlevée lors du passage de la brosse se retrouve sur le disque à la fin de la lecture. L'essentiel est pourtant que la lecture se soit faite pendant une période « hors poussière ».

Les autres pollutions du disque sont les traces de doigts, elles sont faciles à éviter, des soins de manipulation suffiront. Par contre, une fois qu'elles sont là, il faudra faire appel à un produit dégraissant, genre produit à vaisselle ou détergent. Comme ce détergent se traite avec de l'eau, il faudra ensuite éléminer toute trace d'eau calcaire, c'est un cercle vicieux, supprimer une nuisance pour en retrouver une autre. Le fléau le plus important reste encore la poussière, une poussière qui s'incruste dans les sillons, a parfois des problèmes pour en sortir. Les balais dépoussiéreurs ne sont pas très pratiques et provoquent des ralentissements, un ralentissement qui est plus important à la périphérie qu'au centre.

Enlever la poussière, c'est bien, mais empêcher son retour c'est évidement préférable. Le Vacorec élimine le bras dépoussiéreur, il nettoie le disque avant son passage sur le tourne-disques, il enlève la poussière et aussi l'électricité statique.

Sa place est à côté d'un tourne-disques, à mi-chemin entre le tourne-disques et la réserve de disques. Il se présente sous la forme d'une boîte assez ventrue, moulée

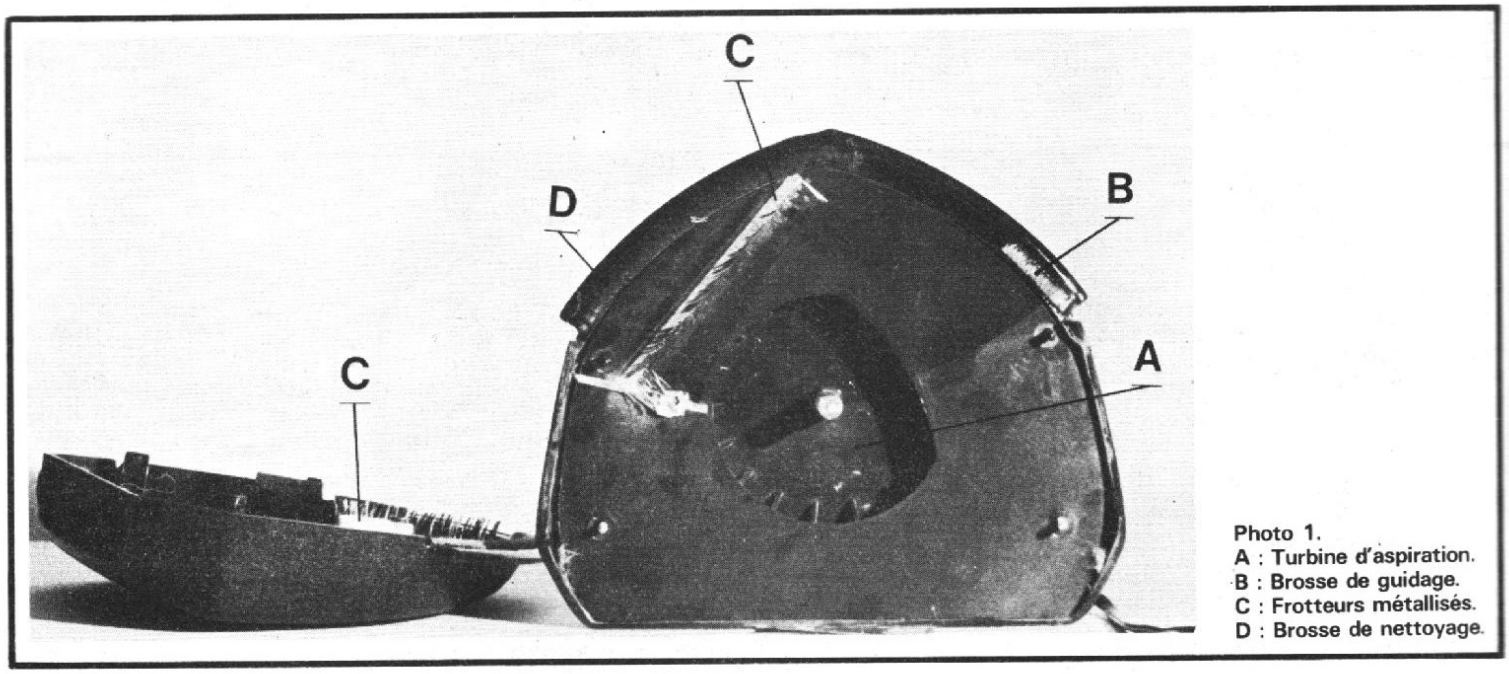


Photo 1.
A : Turbine d'aspiration.
B : Brosse de guidage.
C : Frotteurs métallisés.
D : Brosse de nettoyage.

en matière platique avec un état de surface qui rappelle de loin le cuir. Le sommet est en ogive et les deux lèvres qui y sont entr'ouverte reçoivent le disque qu'il faudra nettoyer.

Derrière la boîte des ouvertures laissent s'échapper l'air propulsé par la turbine de l'aspirateur. Un bouton rotatif sert d'interrupteur, un fil alimente le Vacorec. Le fonctionnement en est simple, il faut mettre l'appareil en route, à ce moment, on introduit le disque qui se met à tourner, des brosses internes enlèvent la poussière et des balais métallisés frottent la surface du disque pour éliminer les charges statiques. Une fois le disque enlevé, la majorité des poussières à disparu de la surface du disque, il ne subsiste qu'une petite zône un peu moins propre et qui correspond à l'emplacement de la brosse principale. L'élimination de l'électricité n'est pas aussi parfaite qu'elle devrait l'être, un cheveu tenu à la main est attiré par la surface du disque avant et après passage dans le Vacorec. Le discophile est en tout cas débarassé de la corvée d'avoir à nettoyer à chaque fois sa brosse à poussière, en outre, les deux faces sont nettoyées simultanément, ce qui n'est pas un mince avantage si toutefois le plateau du tourne disques est aussi propre que le disque.

Le moteur du ventilateur a son axe équipé d'un cylindre de matière plastique assez tendre qui sert à l'entraînement périphérique du disque, le disque est freiné par les brosses et peut patiner, pour remédier à ce patinage, il faut aider l'entraînement soit en appuyant le disque soit en aidant sa rotation, comme si le disque était un cerceau ! L'une des paires de brosses, en laine de Mohair, sert au nettoyage proprement dit, les fibres sont alors perpendiculaires à la surface du disque, l'autre brosse sert à éviter le contact entre la partie sillonnée des disques et les lèvres du nettoyeur, cette fois, nous avons des poils inclinés dans le sens de la marche. Pour compléter l'action des brosses, une turbine attire les poussière vers l'intérieur de l'appareil ou elles sont dirigées vers l'extérieur, sans filtrage. Deux peignes de matière plastique métallisée de part et d'autre du disque sont mis à la masse du moteur, lui-même étant isolé du secteur. Une mise en potentiel de la terre s'impose.

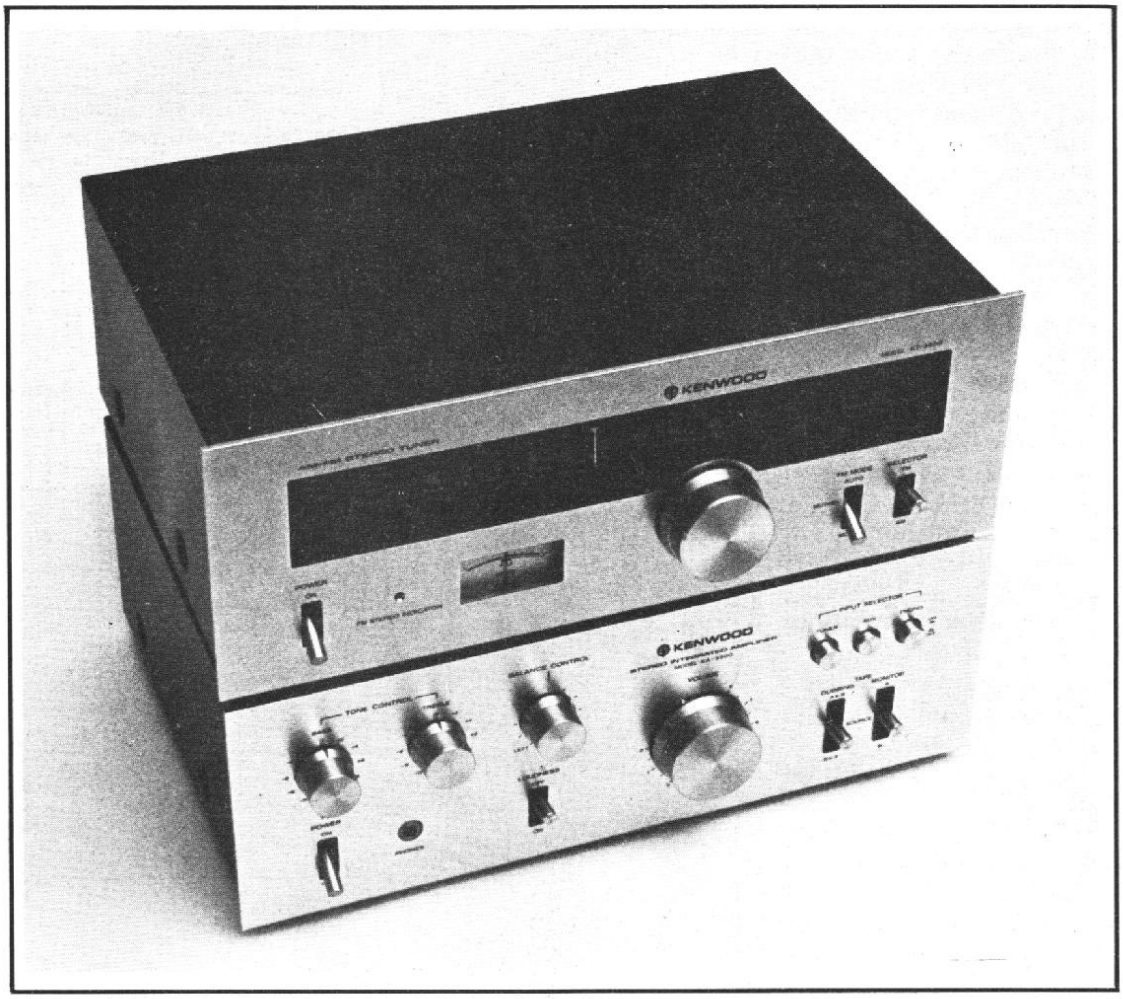
Le Vacorec est un appareil utile à ceux qui ont beaucoup de disques à dépoussiérer, seulement, la suppression des charges statiques reste encore un problème, les peignes de contact sont recouverts d'une couche infime d'aluminium qui risque de s'user et de ne plus assurer le contact au bout d'un laps de temps qu'il faudrait définir. En outre, la mise à la masse n'a pas été prévue sur le modèle européen fonctionnant sur 220 V. Une conception astucieuse mais des points de détail à revoir.

E.L.

le tuner KT 3300 et l'amplificateur KA 3300 KENWOOD

LES deux appareils que nous allons étudier sont issus de la nouvelle gamme de Kenwood, une gamme très riche où les appareils les plus simples voisinent avec les plus sophistiqués. Dans cette gamme figurent plusieurs séries d'amplificateurs auxquels ont été associés des tuners ; plus les amplificateurs sont puissants et plus ils ont de boutons et de fonctions, plus les tuners associés seront élaborés. On conserve ainsi un rapport pratiquement constant entre le prix du tuner et celui de l'amplificateur. Il y a également des ampli-tuners et des ampli-préamplis de très haut de gamme et plusieurs tourne-disques dont un à socle en « béton synthétique » et entraînement direct.

Les points essentiels de la nouvelle ligne Kenwood sont les suivants : extension de la notion de liaison continue pour tout l'amplificateur, élimination de la diaphonie dynamique par adoption d'une double alimentation, suppression du condensateur d'entrée de l'étage RIAA, linéarité sur une large bande de fréquence, amélioration du rapport qualité/prix par une augmentation de puissance. Les tuners ont reçus aussi des améliorations, les filtres céramiques, les circuits intégrés se multiplient, tous les tuners adoptent le décodage stéréophonique à transistors à effet de champ, utilisation de filtres linéaires en phase, etc. Tous ces perfectionnements ne se trouvent pas sur tous les modèles de la gamme, par exemple le KA 3300 ne dispose pas de deux alimentations séparées, ce qui n'est pas étonnant pour un ampli d'une puissance de 30 W par canal. Les deux appareils choisis sont les moins chers de la gamme, ils seront proposés au public pour un prix approximatif de 1 170 F pour le KA 3300 et 1070 F pour le tuner KT-3300.



SPÉCIFICATION DU CONSTRUCTEUR

Amplificateur KA 3300 :

Puissance de sortie : 30 W par canal sur 8 Ω de 20 à 20 000 Hz pour un taux de distorsion harmonique de moins de 0,8 %.

Les deux canaux en service : 35 + 35 W sur 8 Ω à 1 000 Hz ; 40 + 40 W sur 4 Ω à 1 000 Hz.

Taux de distorsion harmonique : 0,8 % à la puissance nominale sur 8 Ω ; 0,08 % à mi-puissance sur 8 Ω à 1 000 Hz.

Distorsion par intermodulation : 0,8 % à la puissance nominale sur 8 Ω.

Bande passante en puissance : 10 Hz à 40 000 Hz.

Facteur d'amortissement : 50 sur 8 Ω.

Impédance de charge : 4 à 16 Ω.

Préamplificateur :

Sensibilité d'entrée - impédance - rapport signal/bruit (courbe A IHF).

Phono 1 : 2,5 mV/50 kΩ/70 dB ; tuner : 150 mV/50 kΩ/90 dB ; auxiliaire, magnétophone : 150 mV/50 kΩ/90 dB.

Niveau d'entrée max. : phono : 210 mV pour TDH de 0,8 % à 1 000 Hz ; niveau de sortie magnétophone : 150 mV.

Réponse en fréquence : phono : RIAA ± 0,8 dB ; Auxiliaire et magnétophone : 20 Hz à 20 000 Hz ± 2 dB.

Commande de timbre : graves : ± 8 dB à 100 Hz ; Aigus : ± 8 dB à 10 000 Hz.

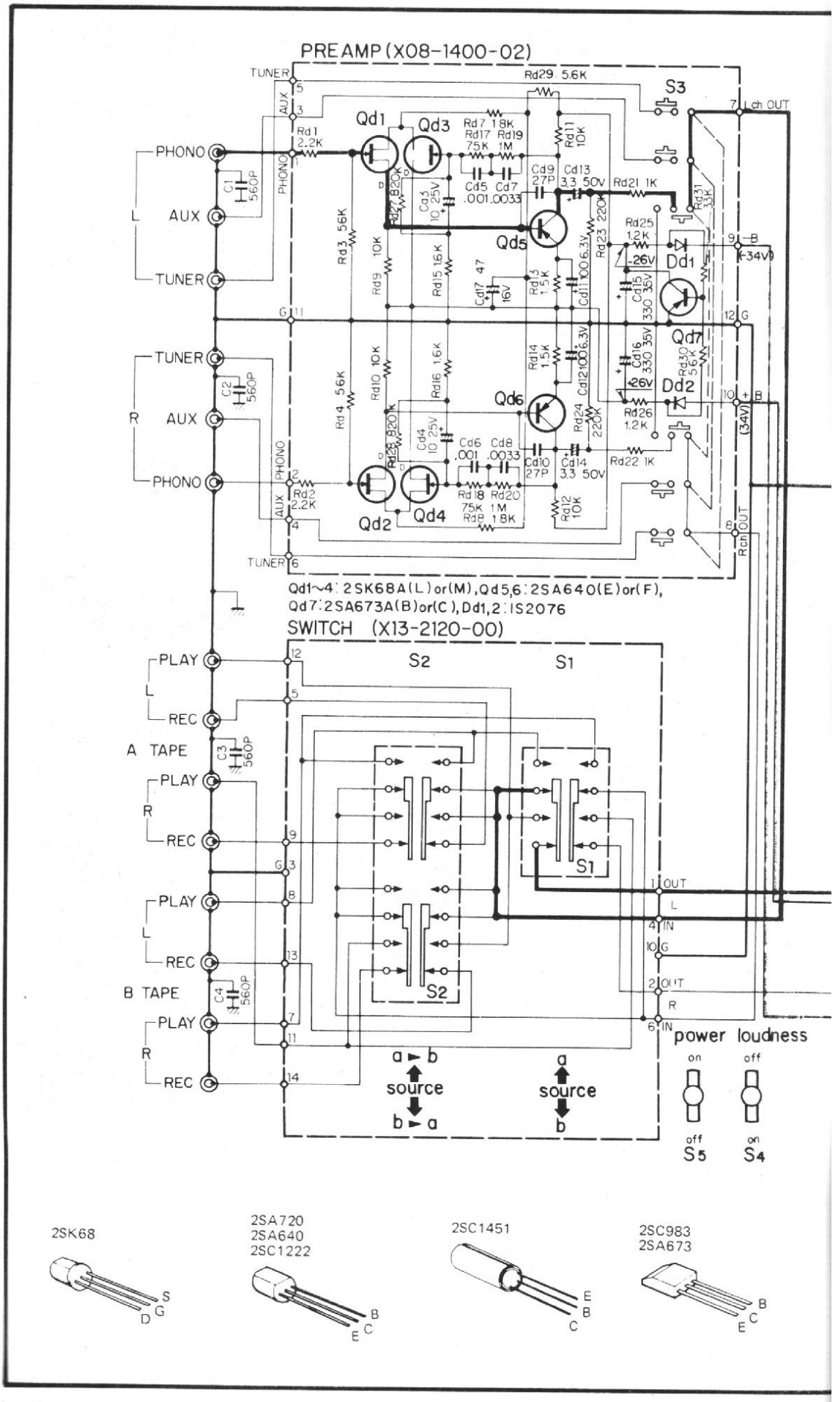
Correction physiologique (– 30 dB) : + 6 dB à 100 Hz, + 4 à 10 000 Hz.

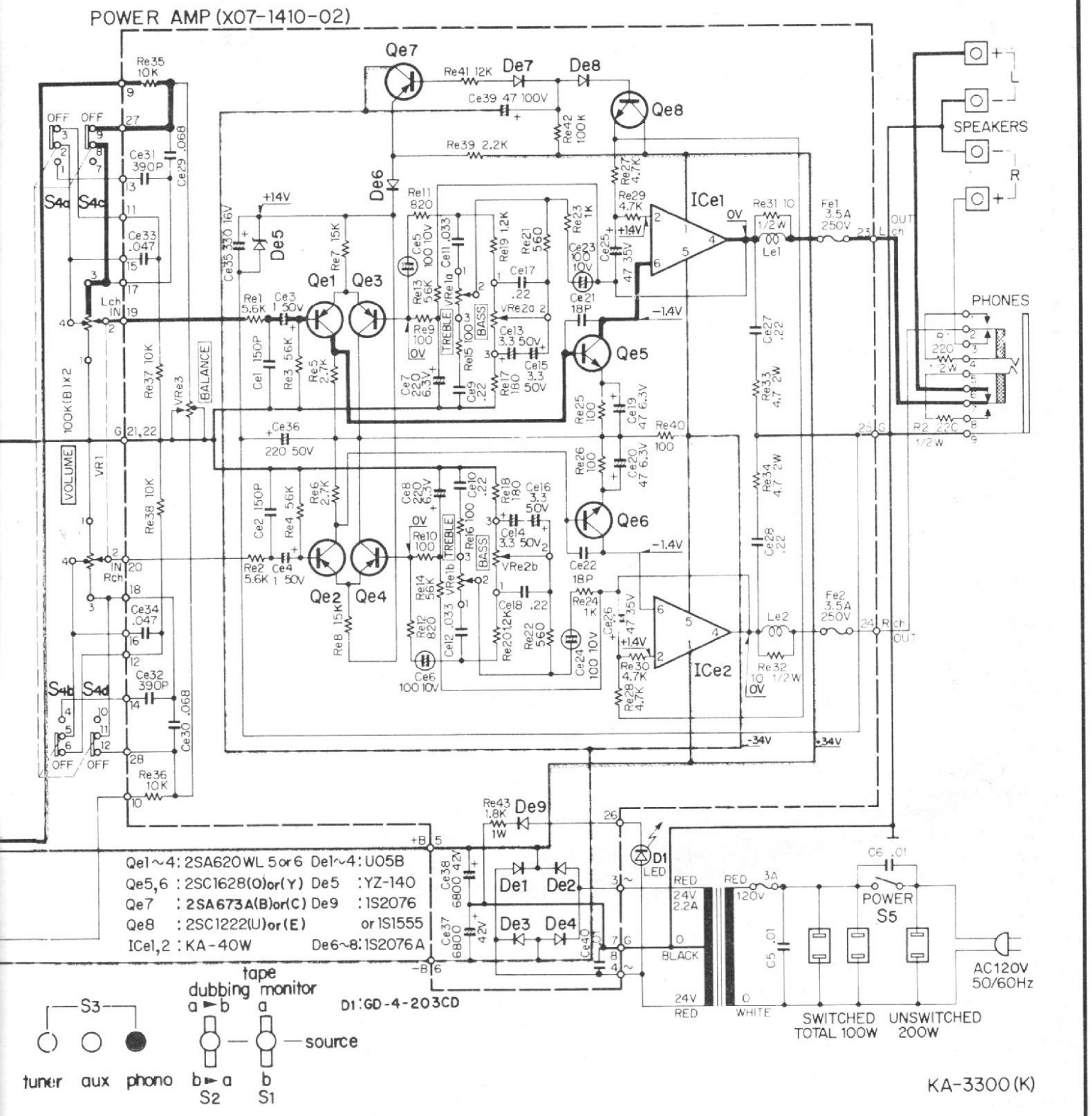
Alimentation : 110 à 240 V 50/60 Hz.

Consommation : 240 W à pleine puissance.

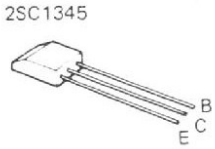
Dimensions : 380 x 130 x 254 mm.

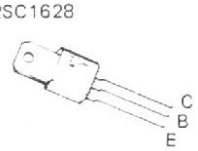
Poids : 7,5 kg.

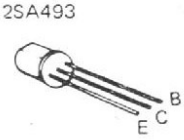


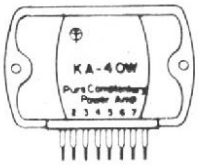


KA-3300(K)









Semiconductor	Substitutions
2SA620WL4, 5	2SA493 (GR)
2SA640 (E), (F)	2SA620
2SA673A (B), (C)	2SA720 (Q), (R)
2SC1222 (U), (E)	2SC1345
2SC1628 (O), (Y)	2SC1451, 2SC983
2SK68A	—
KA-40W	—

Tuner KT-3300 :

Sensibilité utile : 1,9 μV.
Sensibilité pour S/B = 50 dB : 5 μV.
Rapport signal/bruit à 1 mV : 70 dB en mono.
Taux de distorsion harmonique : 0,2 % en mono ; 0,4 % en stéréo.
Réponse en fréquence : 30 Hz à 15 000 + 0,2, − 2 dB.
Rapport de capture : 1 dB.
Réjection parasites : 75 dB.
Réjection de la MA : 50 dB.
Séparation stéréo : 30 dB à 1 000 Hz et 10 000 Hz.
Réjection de la sous-porteuse : 40 dB.
Gamme de fréquence : 87,5 à 108 MHz.
Section MA
Sensibilité utile : 20 μV.
Rapport signal/bruit à 1 mV : 50 dB.
Réjection de la fréquence image : 45 dB.

Niveau de sortie :
MF (400 Hz 100 %) : 0,7 V/5,6 kΩ ;
MA (400 Hz 30 %) : 0,15 V, 5,6 kΩ.

Alimentation : 110 à 240 V 50/60 Hz.
Consommation : 10 W.
Dimensions : 380 x 140 x 289 mm.
Poids : 5,3 kg.

L'AMPLIFICATEUR

La puissance de sortie de cet amplificateur n'est pas son seul atout. Sa présentation, si elle n'offre pas au regard la chaleur du bois, est impeccable. La façade est en aluminium anodisé de couleur naturelle. La commande principale qui est celle de volume est bien en évidence. Pour cette fonction le constructeur a utilisé un très gros bouton alors que les commandes secondaires, de timbre et de balance sont dotées d'un bouton plus petit. Tous les boutons sont crantés (faux commutateurs) beaucoup de crans pour le volume, un peu moins pour le timbre et un seul, au centre pour la balance. Les commutateurs à levier sont d'une grande précision, la sélection des entrées est confiée à des commutateurs à touche. Deux magnétophones peuvent être branchés sur cet amplificateur, toutes les recopies d'un appareil à l'autre sont possibles, si vous possédez un appareil à bande et un autre à cassette, vous serez comblés.

Pas de commutateur d'enceinte, on ne peut en brancher qu'une paire. Pour l'écoute au casque, les enceintes sont automatiquement débranchées lorsque la prise jack est insérée dans la fiche. Le raccordement des enceintes se fait sur la face arrière ; ce sont des bornes à vis et rondelles crantées qui reçoivent les extrêmités dénudées des fils des enceintes. Les prises sont au standard DIN sans le dédoublement pour la sortie magnétophone DIN. Un appareil au standard DIN ne pourra être raccordé au 3300 qu'à condition de disposer d'un adaptateur. Le schéma de cet ampli-préampli ne montre qu'un nombre réduit de semi-conducteurs. Trois pour le préamplificateur, trois aussi pour l'amplificateur ; les trois transistors restant sont des circuits de temporisation ou destinés à éviter les transitoires. Les transistors de puissance sont présentés sous la forme d'un triangle, symbole qui représente habituellement un amplificateur complet. Il s'agit ici d'autre chose puisque ces modules ne comprennent que les transistors de sortie complémentaires du type Darlington, les résistances de protection, et le circuit de compensation thermique du point de fonctionnement. Ce module est du type hybride. Tous les composants sont dans une même enceinte, les transistors sont appariés avant montage et la stabilité thermique ainsi assurée est idéale. Les diodes ou le transistor de stabilisation du point de repos étant en contact direct avec les éléments de puissance. Cette formule permet par rapport à un câblage traditionnel de simplifier la fabrication en réduisant le nombre de soudures. L'intégration n'est pas totale, on pourra toujours modifier le circuit en fonction des améliorations techniques. Le transistor Qe_5 attaque cet étage de sortie, le circuit de stabilisation est installé entre les bornes 2 et 6 des modules, le condensateur Ce_{25} sert de bootstrap. Le constructeur a installé dans l'étage de puissance son correcteur de timbre, il est ainsi placé après le potentiomètre de volume, en suivant la formule qui permet d'éviter toute surcharge de l'un des étages, surcharge due à un niveau d'entrée trop élevé. La contre-réaction continue est ramenée sur la base de Qe_3 par Re_9. Le signal utile est amené sur l'autre entrée de l'étage différentiel. L'alimentation de l'amplificateur de puissance se fait par un système symétrique qui évite la présence d'un condensateur de liaison. Cette symétrie est obtenue par un redres-

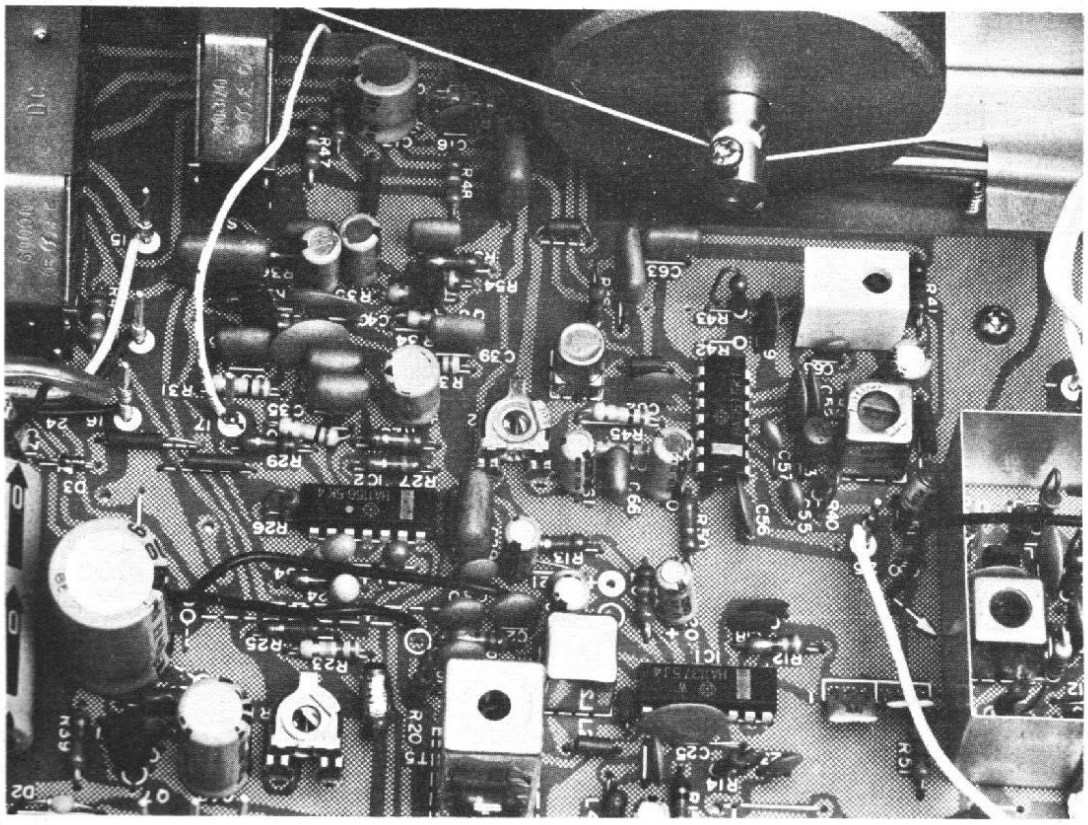


Photo A. – Circuits haute fréquence à circuits intégrés et filtres céramiques.

seur en pont alimenté par un secondaire à point milieu.

Le constructeur a installé un système anti-bruit qui est en service au moment de la mise sous tension, ce système est très efficace puisqu'au moment de la mise sous tension, aucun bruit ne se fait entendre, ni même un bruit de relais. La formule adoptée par Kenwood consiste à couper l'alimentation en courant du driver par l'intermédiaire du transistor Qe_8. Au moment de la mise sous tension, le condensateur Ce_{39} transmet à la base de Qe_8 une tension négative qui le bloque, aucun courant ne peut s'établir dans la base des drivers. Une fois que ce condensateur s'est chargé au travers de la résistance Re_{42}, le transistor Qe_8 peut se mettre à conduire et à autoriser le fonctionnement des étages de puissance. Le transistor Qe_7 par contre ne travaille qu'au moment où on coupe puis rétablit le courant dans l'amplificateur (brève interruption du secteur par exemple). Les variations de tension de l'alimentation négative sont transmises à la base de Qe_7 qui décide alors qu'il faut ou non alimenter l'étage différentiel d'entrée de chaque amplificateur de puissance.

A l'entrée des amplis de puissance sont installés les potentiomètres de niveau et de balance associés à une correction physiologique commutable. Les signaux venus des entrées à haut niveau passent directement sur le potentiomètre d'entrée, il n'y a pas de risque de saturation.

Le préamplificateur RIAA utilise une structure que l'on ne trouve pas fréquemment ; l'entrée du montage est symétrique et de surcroît, ce sont des transistors à effet de champ qui sont utilisés. On remarquera également que la liaison est directe et que le condensateur d'entrée a été supprimé. Un pas de plus vers la liaison continue d'un bout à l'autre de la chaîne. Cette formule n'est valable que si le bruit de fond du tourne-disque n'est pas trop élevé ou encore si l'étage d'entrée peut supporter des tensions élevées. Ici, la tension d'alimentation de cet étage est de deux fois 26 V, c'est-à-dire 52 V. On a également une alimentation symétrique, les grandes élongations du signal sont donc possibles, les tensions produites par un disque gondolé ne produiront pas trop d'intermodulation.

La contre-réaction assurant une réponse suivant la courbe RIAA est prise entre la sortie du préamplificateur (collecteur de Qd_5) et porte de Qd_3. Le rôle de Qd_7 est difficile à définir, avec les valeurs de résistances du pont de polarisation de sa base, il serait en conduction permanente. On voit mal la raison d'une telle dissipation, le montage étant symétrique, la consommation est la même sur les pôles positif et négatif, par contre, il pourrait jouer un rôle lors de l'établissement du point de repos.

TUNER 3300

Le tuner KT 3300 possède deux sections : l'une en modulation de fréquence ; la seconde en modulation d'amplitude. Cette dernière reçoit les émissions sur une antenne ferrite orientable ou encore sur une prise d'antenne externe. Le couplage entre l'antenne et l'entrée du tuner MA est assuré par un bobinage du cadre ferrite qui n'est pas mis hors service lors du fonctionnement de l'antenne externe. Ce cadre ferrite est en effet accordé et sert pour l'accord sur une station. L'intégration a fait une apparition ou plutôt confirme la nouvelle tendance de l'industrie nippone, le tuner MA n'a en effet qu'un seul circuit intégré qui comporte un mélangeur, un amplificateur HF, un amplificateur FI, un détecteur, un circuit de CAG et une sortie pour indicateur de champ. Les circuits accordés sont bien entendu extérieurs, on notera ici l'utilisation de deux circuits filtre céramique couplés, la pratique la plus fréquente en ce domaine étant le choix d'un seul filtre. Ce filtre double est enfermé dans un boîtier unique.

Le tuner MF est lui aussi équipé de circuits intégrés, exception faite bien entendu de la tête. Cette dernière possède à l'entrée un transistor à effet de champ à jonction à linéarité élevée et faible bruit. Le FET d'entrée n'est soumis à aucune commande automatique de gain. L'oscillateur est constitué par le transistor Qg_3, le circuit accordé est monté sur la base, la réaction est assurée par les condensateurs Cg_{12} et 11. Un condensateur de 2 pF envoie la HF vers la base du mélangeur. A la sortie de ce dernier se trouve un circuit accordé classique, celui que l'on peut trouver à la sortie de toute tête HF. Il est suivi par deux filtres cérami-

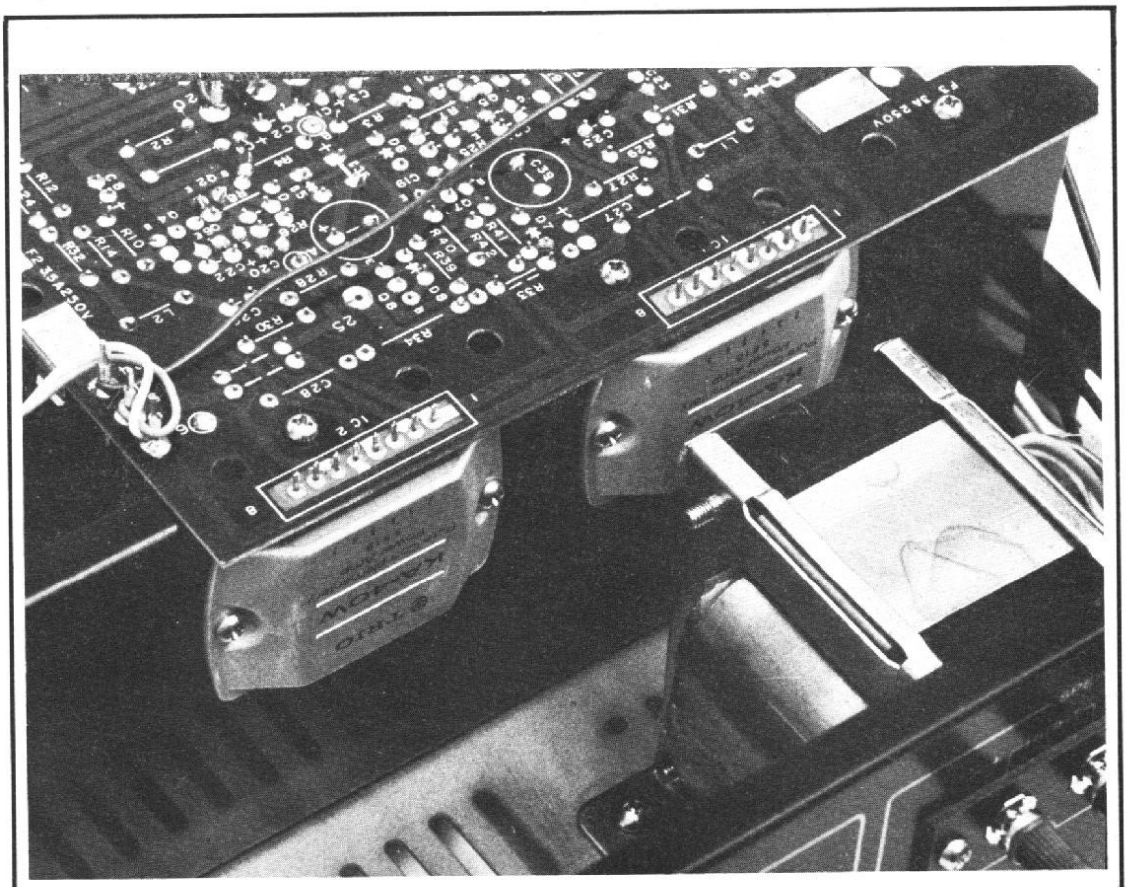
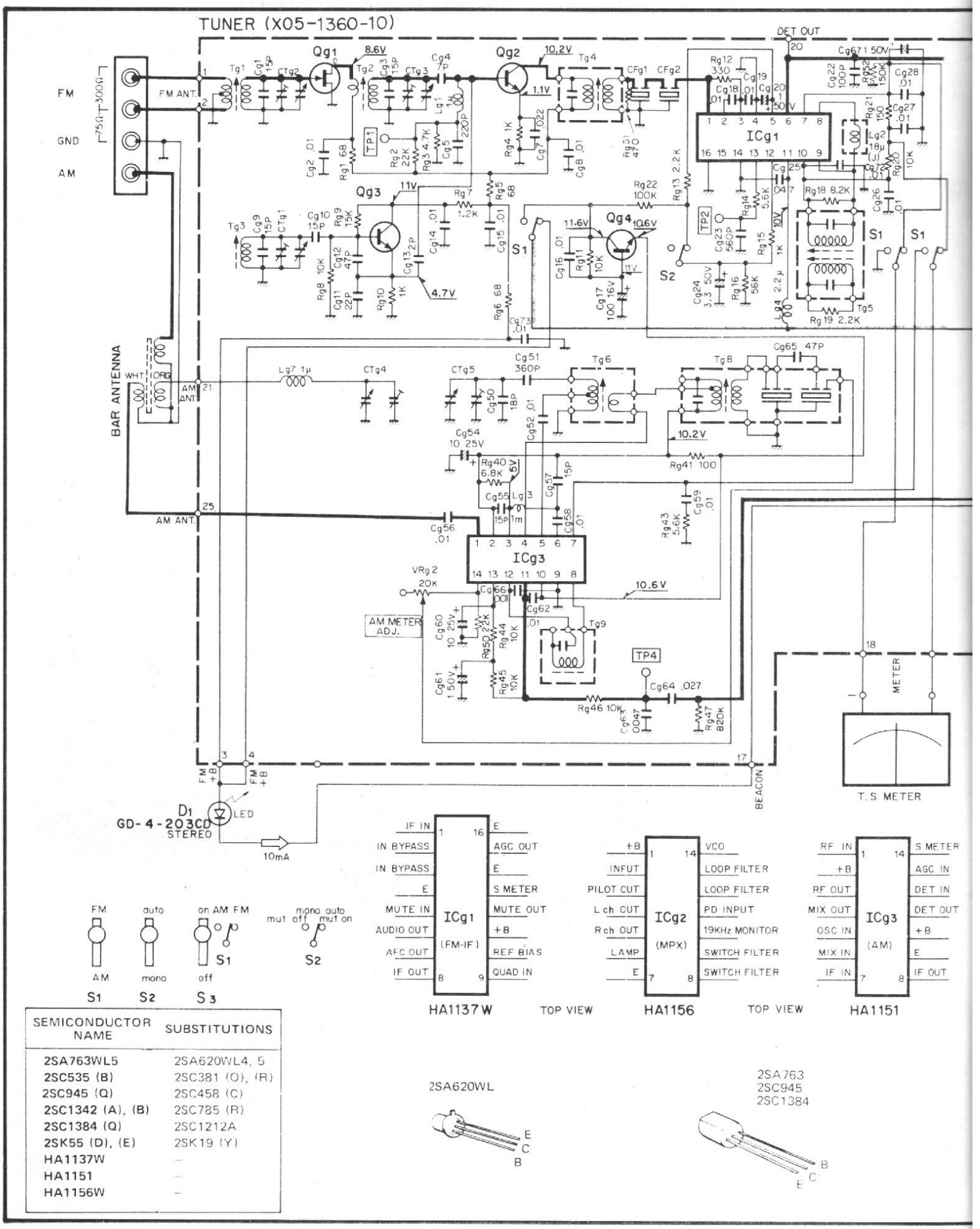
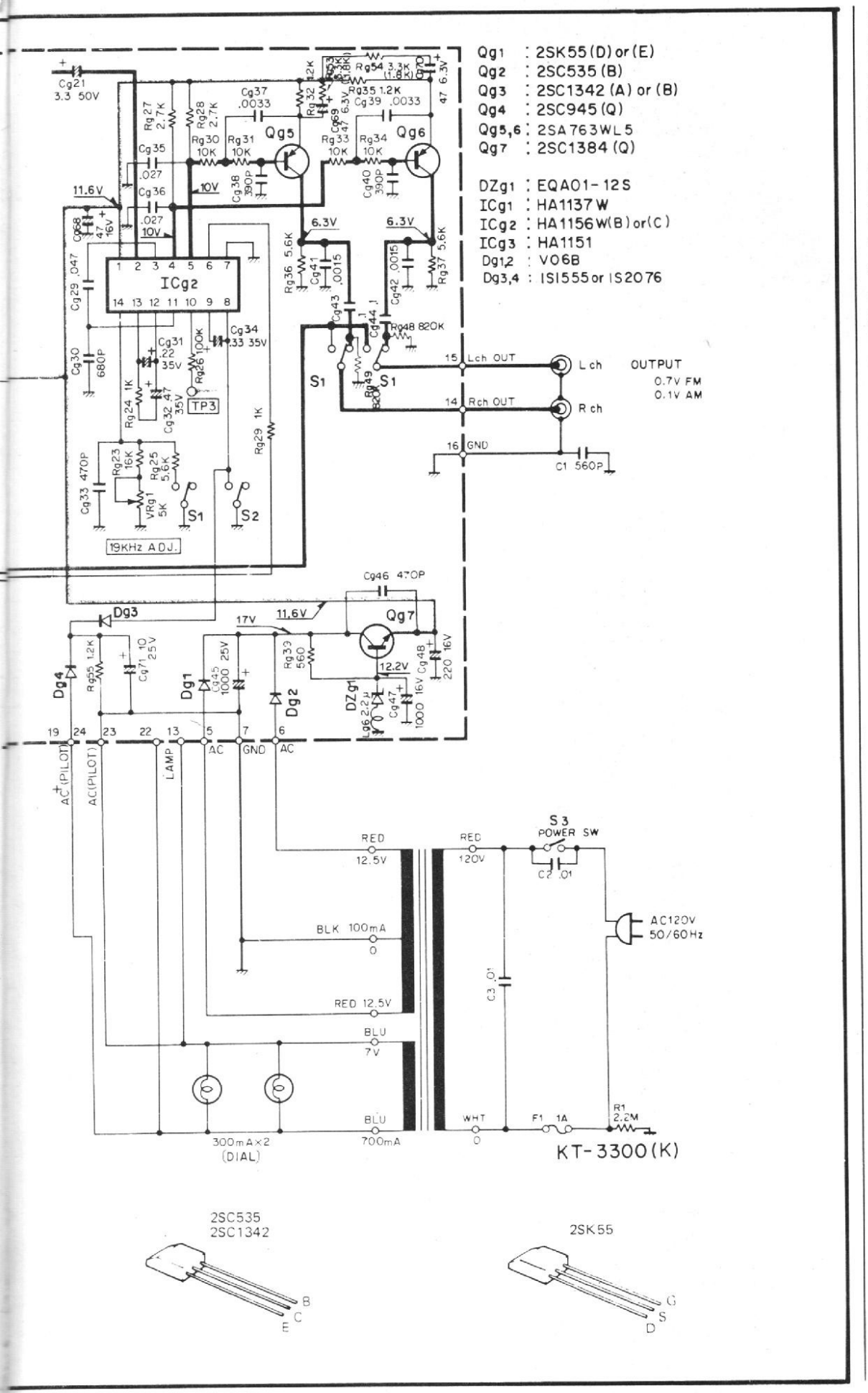


Photo B. – Les blocs de puissances : transistors montés en Darlington et semi-conducteurs de compensation thermique.



SEMICONDUCTOR NAME	SUBSTITUTIONS
2SA763WL5	2SA620WL4, 5
2SC535 (B)	2SC381 (O), (R)
2SC945 (Q)	2SC458 (C)
2SC1342 (A), (B)	2SC785 (R)
2SC1384 (Q)	2SC1212A
2SK55 (D), (E)	2SK19 (Y)
HA1137W	–
HA1151	–
HA1156W	–



ques linéaires en phase nous dit la notice du constructeur. Un circuit intégré sert à l'amplification FI et à la démodulation, cette dernière étant du type en quadrature.

Le décodage stéréophonique est confié à un circuit intégré à asservissement de phases. Les sorties se font sur les bornes 4 et 5 ; on y trouve les cellules de désaccentuation suivies de deux filtres actifs à transistors. Ces filtres sont des passe-bas, ils éliminent les résidus dont la fréquence est supérieure à 19 kHz.

La commutation MA/MF agit sur les sorties (on ne fait pas passer ici le signal AF issu de la MA dans le décodeur stéréo). En MA on stoppe les oscillations à 19 kHz en court-circuitant pratiquement le générateur de 19 kHz. On modifie le mode de fonctionnement de l'indicateur d'accord, c'est un indicateur à zéro central en MF et S-mètre en MA. On coupe aussi l'alimentation de la partie modulation d'amplitude au travers d'un commutateur électronique Qg_4 qui retarde l'apparition du son MA. L'oscillateur MF est également coupé en position MA, la diode LED de l'indicateur stéréo également, ce qui est superflu mais évite toute imperfection dans le fonctionnement.

L'alimentation est stabilisée par un transistor monté en collecteur commun. La tension de base est fournie par une diode zener, on remarquera la présence d'une self de choc en série avec la diode.

FABRICATION

La réalisation mécanique est précise, sur le tuner, l'entraînement de l'aiguille, par volant gyroscopique est d'une douceur remarquable. La finition des boutons est très japonaise, il faudrait prendre un microscope pour déceler une irrégularité dans la fabrication.

Les châssis se sont simpli-

fiés depuis quelques années. Au début, les constructeurs dissimulaient les fils entre deux plaques de tôle qui formaient un châssis de luxe, c'est terminé. Une plaque de fond repliée suffit et les fils se promènent, maintenus tout de même sur leur trajet. Un amplificateur est fait pour travailler fermé alors pourquoi avoir un intérieur aussi beau que l'extérieur ?

Les liaisons entre prises et circuits imprimés ou entre circuits imprimés sont faites de manière hybride, parfois on trouve du wrapping, parfois des connexions soudées et aussi les deux formules à la fois. Toutes ces solutions assurent un bon contact, c'est l'essentiel. Les circuits imprimés sont très propres, aussi bien sur le tuner que sur l'amplificateur, les emplacements des composants sont bien repérés ainsi d'ailleurs que le tracé du circuit, côté composants.

Les circuits sont fixés sur le fond du châssis et on pourra reprocher aux vis de dépasser du châssis, les pieds sont bien sûr adaptés à cette situation mais si vous promenez l'appareil sur un meuble vernis, attention ; il faut que les quatre pieds restent en contact avec la surface du meuble.

Les blocs Darlington de l'ampli KA 3300 sont vissés sur un radiateur de tôle d'aluminium placé verticalement, des fentes d'aération sont prévues sur le fond du châssis et aussi au-dessus, dans le capot de tôle.

Le transformateur d'alimentation du tuner est complètement enfermé dans un coffret de tôle, celui de l'ampli est cerclé d'un épais feuillard de cuivre qui limite les rayonnements externes susceptibles de donner naissance à des ronflements sur l'entrée phono.

MESURES

Nous avons eu entre les mains un appareil dans son emballage d'origine fermé donc n'ayant pas été vérifié à l'arrivée. Les mesures ont été faites dans les conditions habituelles, sur charge de 4 à 8 Ω. Le constructeur annonçant certaines caractéristiques sur ces deux impédances et autorisant un fonctionnement sur 4 Ω, ce qui impose des contraintes importantes aux transistors de sortie.

Une particularité à noter, cet amplificateur n'est pas fait pour fonctionner en régime sinusoïdal à pleine puissance, un tel fonctionnement se traduisant par un échauffement important des modules de puissance, ce qui est tout à fait normal. Un amplificateur est fait pour travailler au maximum au quart de sa puissance maximale, nous entendons par là un fonctionnement à une puissance moyenne telle que seule les pointes de puissance arrivent à la puissance maximale.

La puissance de sortie de l'amplificateur est de 2 x 34 W sur 8 Ω et de 2 x 42 W sur 4 Ω. La limitation de puissance est due d'une part à une limitation interne se traduisant par un écrêtage de l'alternance négative, sur charge de 8 Ω et pour un fonctionnement sur 4 Ω, la limitation est due à l'apparition de l'ondulation. Nous avons donc là des données très proches de celles du constructeur. Nous avons pris des conditions de mesures plus dures puisque nous ne tolérerons pas de distorsion visible. Le constructeur donne une puissance pour 0,8 % de distorsion, en acceptant ce chiffre, la puissance augmente de plusieurs watts, nous nous retrouvons dans les valeurs indiquées par le constructeur. Ces quelques watts ne font pas un dB de différence !

La puissance a été mesurée à la limite de l'apparition de la distorsion, c'est-à-dire aux puissances que nous avons indiquées ci-dessus. La distorsion change avec la température de l'amplificateur, c'est un phénomène normal, la stabilisation thermique des transistors n'est pas toujours rigoureuse et les modifications du point de fonctionnement se traduisent par une modification des performances.

A 1 000 Hz à froid et à pleine puissance sur 8 Ω, nous avons trouvé une distorsion de 0,08 %, distorsion qui est passée à 0,02 % après échauffement. A mi-puissance, le taux de distorsion reste à cette valeur qui est extrêmement faible. Sur 4 Ω, la distorsion est de 0,06 % à pleine puissance et de 0,04 % à mi-puissance. A 30 Hz, le taux de distorsion est un peu plus élevé. Il est en effet, quelle que soit la valeur de la charge et de la puissance de 0,1 %. Aux fréquences élevées, la valeur est meilleure : à 10 000 Hz : 0,06 % à pleine puissance ; 0,05 % à mi-puissance ; 0,12 % sur 4 Ω et à pleine puissance ; 0,06 % à mi-puissance. Le constructeur tient ses promesses et fait même beaucoup mieux.

La sensibilité d'entrée phono est de 2,5 mV pour la pleine puissance sur 8 Ω, et la saturation est atteinte pour une tension très élevée puisqu'étant de 208 mV. Cette saturation s'explique par l'alimentation à tension élevée du préamplificateur RIAA ; il n'y a pas de mystère, pour que la tension soit élevée, il faut qu'elle puisse l'être à la sortie, pour une grande excursion d'entrée, il faut donc une grande excursion de sortie et par conséquent une grande tension d'alimentation. Sur les entrées auxiliaires, la sensiblité est de 180 mV. Là, il n'y a pas de tension de saturation, la limitation est imposée par le claquage du potentiomètre ou la manœuvrabilité du potentiomètre de puissance.

Le rapport signal/bruit de l'entrée auxiliaire est de 82,5 dB. C'est une valeur très bonne, sans être exceptionnelle. Par contre, nous avons mesuré un rapport signal/bruit de 75 dB non pondéré sur l'entrée phono ; la sensibilité ayant été ramenée à 5 mV. C'est la première fois que nous rencontrons sur un amplificateur Hi-Fi un rapport signal/bruit aussi bon. 3 dB de mieux par rapport aux meilleurs appareils grand public (le chiffre de 72 dB se rencontre déjà rarement).

La distorsion par intermodulation est elle aussi très faible, nous avons mesuré 0,09 % à pleine puissance et 0,06 % à mi-puissance. Deux valeurs très exceptionnelles compte tenu du prix de l'appareil.

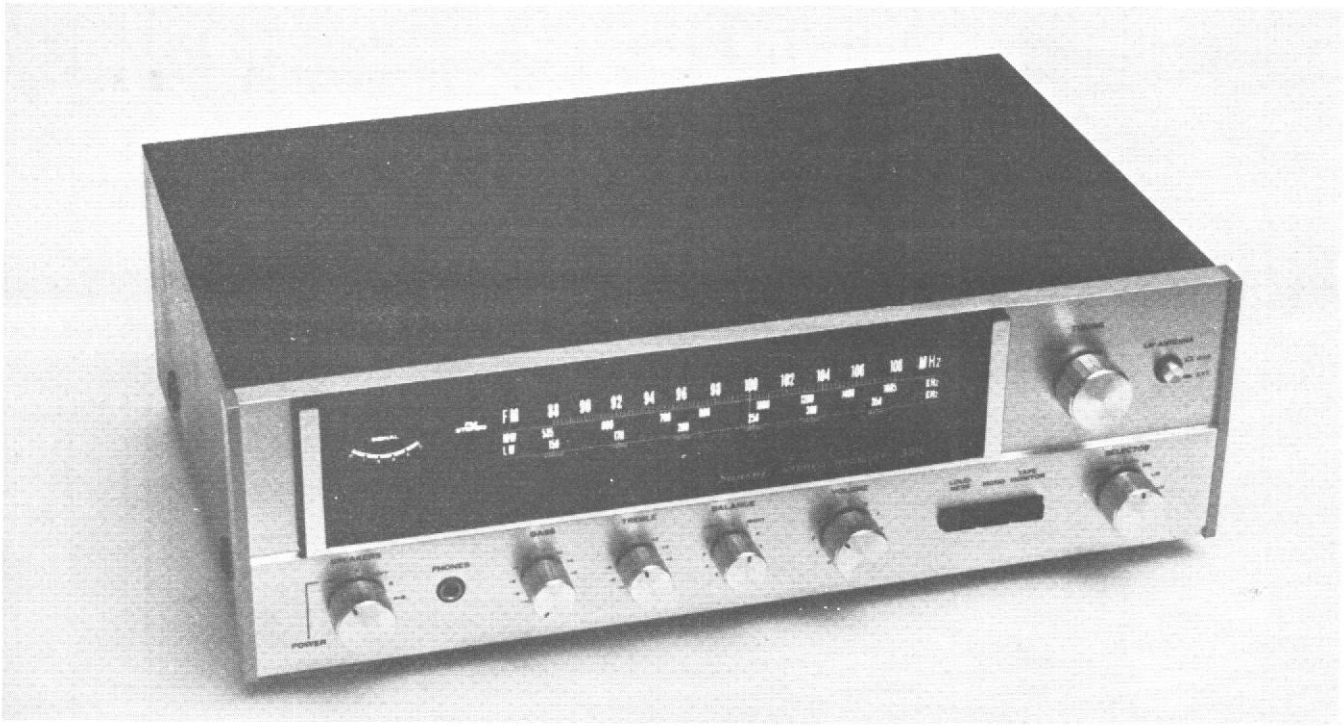
La bande passante est une donnée annexe, le constructeur n'a pas poussé trop loin les performances : 6 Hz à 36 kHz, c'est suffisant.

CONCLUSIONS

L'amplificateur Kenwood KA 3300 offre pour un prix réduit des performances réellement excellentes. La puissance de sortie est confortable, la distorsion infime, le rapport signal/bruit du préampli phono exceptionnel, la finition est irréprochable si on aime le côté un peu technique du coffret de tôle noire. Le tuner est d'une facture excellente et permet des réceptions d'une très bonne qualité. Ceux qui aiment les chaînes à éléments séparés seront comblés. Ils pourront acquérir un ampli 3300 et poursuivre avec le tuner auquel on ne pourra reprocher que l'absence des grandes ondes... Décidément, les Japonais nous étonneront toujours !

E. LÉMERY

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



SANSUI 331 L

LE 331 L de Sansui est destiné au marché européen. Le L de sa référence indique que les grandes ondes peuvent être reçues, ce qui est un avantage certain que l'on regrette si souvent sur les productions nippones. Ce regret est de plus en plus rare, preuve que les constructeurs semblent s'intéresser à notre marché. Les puristes rétorqueront que la modulation d'amplitude, n'est pas de la HiFi, alors dans ce cas pourquoi mettre une gamme d'ondes moyennes ? Les meilleurs tuners ne disposent-ils pas de l'unique gamme modulation de fréquence ?

Le 331 L de Sansui est un appareil qui n'est pas de haut de gamme (le terme bas de gamme paraissant toujours péjoratif). La puissance de sortie est annoncée à 2 fois 13 W sur 8 Ω, chiffre qui se transforme en 50 W musique quelques lignes plus haut, sur un feuillet rédigé en anglais. La notice d'emploi, trilingue, français, anglais, allemand est plus précise et donne une puissance de 12 W par canal dans toute la bande passante, de 40 Hz à 20 000 Hz. C'est donc un appareil de puissance modeste qui aura intérêt à être employé avec des enceintes d'un rendement normal.

Parallèlement à la faible puissance de sortie, les commandes ont été réduites au strict minimum : un bouton de volume, un de balance, deux pour le timbre. On pourra brancher deux paires d'enceintes et un casque séparément ou ensemble. Deux entrées simplement, une pour le tourne-disque, une pour un appareil dit « auxiliaire » sans oublier la prise magnétophone qui sera mise en service à l'aide du bouton « monitor ». L'accord est confié à un bouton à volant gyroscopique ; la réception des ondes longues se fera soit sur antenne externe, soit sur cadre, à cet effet, le cadre est déconnectable, mais uniquement pour les ondes longues ; si vous voulez écouter France Inter après minuit, sur 1829 m, etc comme on vous le signalera gentiment, vous aurez peut-être à manipuler ce bouton.

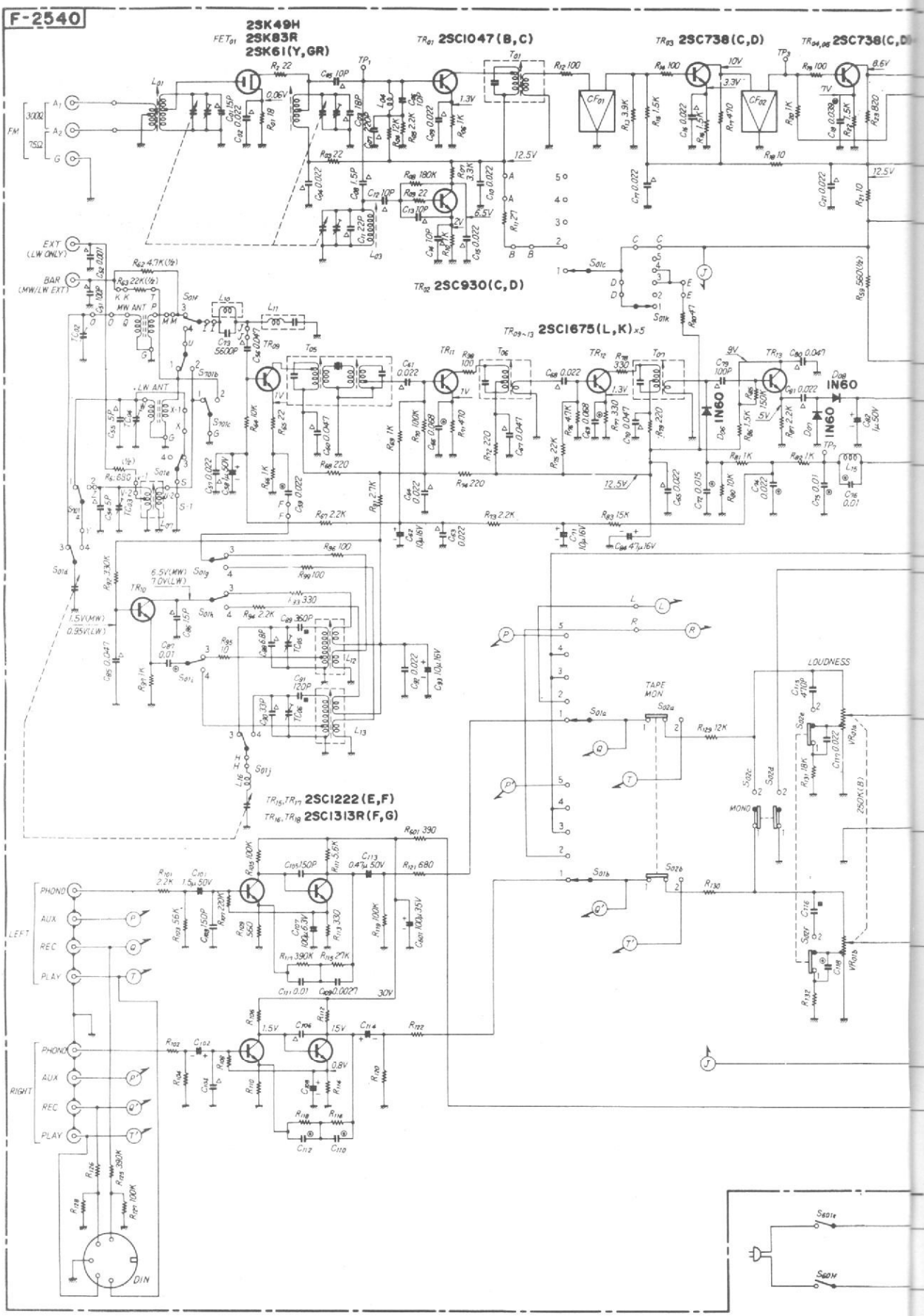
Les prises sont disposées verticalement, elles sont en effet montées directement sur les circuits imprimés (pour réduire le câblage) si bien que les prises ne dépasseront pas de la face arrière, c'est un avantage pour l'installation mais un inconvénient car des prises qui dépassent obligent à ménager un passage pour l'air de refroidissement. Les prises sont au deux standards, on retrouve le doublement classique pour le magnétophone, les prises de terre, d'antennes et pour les enceintes sont à serrage élastique.

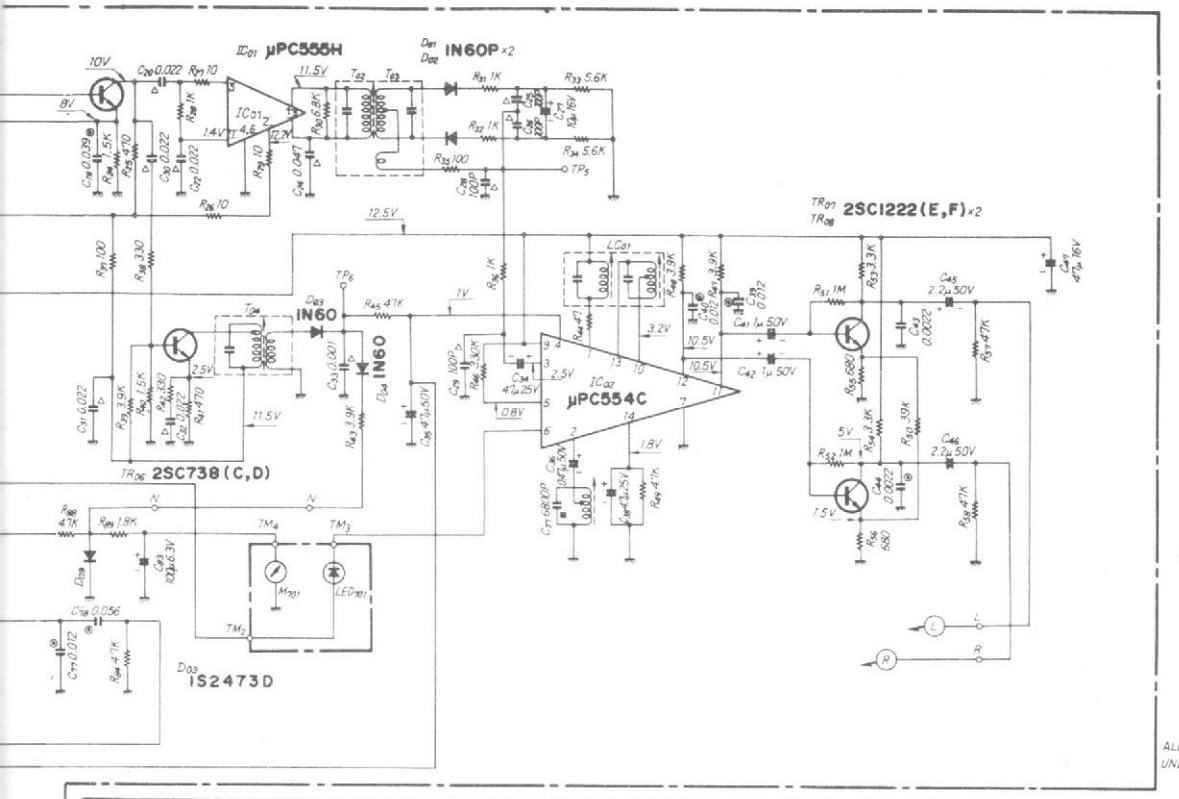
La présentaion est traditionnelle : léger or pour la façade et les boutons, cadran éclairé par la tranche, graduations vertes pour les échelles, blanches pour les chiffres. Un U inversé de bois recouvre le tout, ce bois étant recouvert de plastique peu fragile imitation teck.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DU CONSTRUCTEUR

Section audio :

Puissance de sortie,minimum efficace, avec les deux


F-2540
2SK49H
2SK83R
2SK61(Y,GR)
FET01
TR01 2SC1047(B,C)
TR03 2SC738(C,D)
TR04,05 2SC738(C,D)
TR02 2SC930(C,D)
TR09~13 2SC1675(L,K)×5
TR15,TR17 2SC1222(E,F)
TR16,TR18 2SC1313R(F,G)
FM
300Ω
75Ω
EXT (LW ONLY)
BAR (MW/LW EXT)
LW ANT
MW ANT
LOUDNESS
TAPE MON
MONO
PHONO
AUX
REC
PLAY
LEFT
RIGHT
DIN
12.5V
6.5V(MW)
7.0V(LW)
1.5V(MW)
0.95V(LW)



SWITCHES

S_{01} (a~k) SELECTOR
1. PHONO
2. FM
3. MW
4. LW
5. AUX

S_{02} (a,b) TAPE MON
1. OFF
2. ON

S_{02} (c,d) MONO
1. OFF
2. ON

S_{02} (e,f) LOUDNESS
1. OFF
2. ON

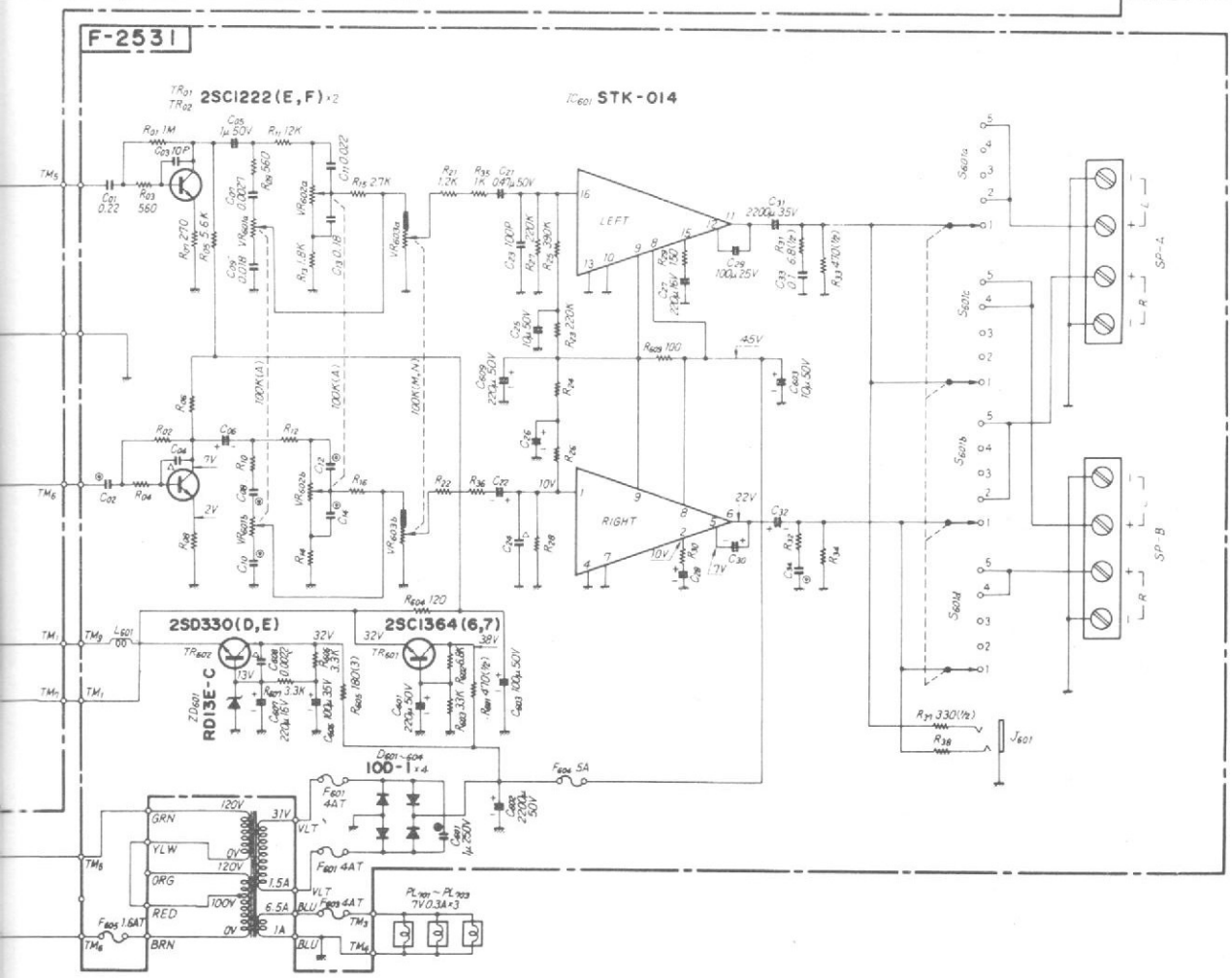
S_{03} (a~d) SP. SELECTOR
1. OFF
2. SYSTEM.A
3. OFF
4. SYSTEM.B
5. SYSTEM.A+B

S_{601} (e,f) POWER SW

S_{701} (a~c) LW ANT
1. BAR
2. EXT

CAPACITOR
△ CERAMIC
⊕ MYLAR
■ STYROL

ALL RESISTORS ¼ WATT UNLESS OTHERWISE NOTED



canaux en fonction de 40 à 20 000 Hz avec une distorsion harmonique totale ne dépassant pas 1 %.
12 W par canal sur 4 Ω
12 W par canal sur 8 Ω
Impédance de charge : 4 et 8 Ω
Bande passante : 40 à 20 000 Hz de sortie à la puissance efficace minimale
Distorsion harmonique totale : moins de 1 %
Distorsion d'intermodulation : moins de 1 %
Réponse en fréquence pour une puissance de sortie de 1 W : 25 à 30 000 Hz +2/- 3 dB.
Egalisation (sortie magnétophone) : RIAA 30 Hz à 15 000 Hz ± 1 dB
Facteur d'amortissement : 30 sur 8 Ω
Séparation des canaux, à 1 000 Hz : phono mieux que 45 dB ; auxiliaire : mieux que 45 dB
Bruit de fond : phono : mieux que 70 dB ; auxiliaire : mieux que 80 dB.
Impédance et sensibilité d'entrée (1 000 Hz et puissance de sortie nominale) : phono : 2,5 mV et 50 kΩ saturation à 120 mV ; auxiliaire : 150 mV/50 kΩ
Enregistrement : entrée : 150 mV/50 kΩ
Sortie jack : 150 mV, DIN : 30 mV
Commutateurs et réglages : graves : ± 12 dB à 50 Hz ; aigu : ± 10 dB à 10 kHz.
Correction physiologique : ± 10 dB à 50 Hz, + 8 dB à 10 kHz.

Section tuner :

Gamme de fréquence : 88 à 108 MHz
Sensibilité : 2,5 μV IHF, 1,3 μV DIN
Distorsion harmonique totale : mono : 0,8 % ; stéréo : 1 %
Rapport signal/bruit : mieux que 65 dB
Sélectivité : mieux que 60 dB
Rapport de capture : 1,5 dB
Réjection d'image : mieux que 50 dB à 98 MHz
Rayonnement parasite, meilleur que 34 dB
Séparation stéréo : meilleur que 35 dB à 1 000 Hz
Réponse en fréquence : 30 Hz à 12 000 Hz
PO :
Gamme : 535 à 1 605 kHz
Sensibilité : meilleure que 54 dB/m à 1 MHz
GO :
Gamme : 150 à 350 kHz
Sensibilité : 60 dB/m à 250 kHz (antenne à barreau)
Alimentation : 120/220/240 V 50/60 Hz
Consommation : 50 W nominale, 90 W max.
Dimensions : largeur 424 mm, hauteur 125 mm, profondeur : 266 mm
Poids : 5,7 kg.

ETUDE TECHNIQUE

Section tuner MF :

Le signal entre sur un transformateur autorisant le raccordement d'une antenne symétrique de 300 Ω d'impédance ou une asymétrique de 75 Ω. Le premier étage est accordé, le secondaire est chargé par la porte d'un transistor à effet de champ FET 01 auto polarisé, avec une tension Vgs de 60 mV. Ce montage est du type source commune. La tension de drain va sur un second circuit accordé, la liaison vers l'étage convertisseur est simplement confiée à un condensateur. La base du convertisseur reçoit en TP1 les signaux de l'oscillateur local et ceux de l'amplificateur. L'oscillateur local n'est soumis à aucune commande automatique de gain, on compte ici sur les divers coefficients de température pour assurer la stabilité en fréquence.

L'amplificateur FI utilise des filtres céramiques CF 01 et CF 02 séparés par un étage amplificateur apériodique. Deux autres amplificateurs à transistor précèdent le circuit intégré. Ce circuit intégré est un amplificateur symétrique différentiel, la démodulation se fait à l'extérieur du circuit par un discriminateur de rapport classique. L'indication de l'accord est confiée à un galvanomètre qui indique l'intensité du champ reçu. Un étage spécial et accordé (bande étroite sans doute) détecte la tension FI et en foction de son amplitude commande le fonctionnement du décodeur stéréo. Ce dernier est à circuit intégré de la première génération, c'est-à.dire à bobinages accordés. En parallèle sur les résistances de charge se trouvent des condensateurs de désaccentuation (ici, la constante de temps est de 50 μs). Deux étages de sortie à transistors procurent un gain de 5 environ, une dernière main est mise à la séparation par un couplage d'émetteur, un condensateur sur chaque collecteur filtre les résidus indésirables, ce filtre est assez rudimentaire, il ne s'agit pas ici d'un tuner archi perfectionné, sa classe est en rapport avec la puissance de l'ampli.

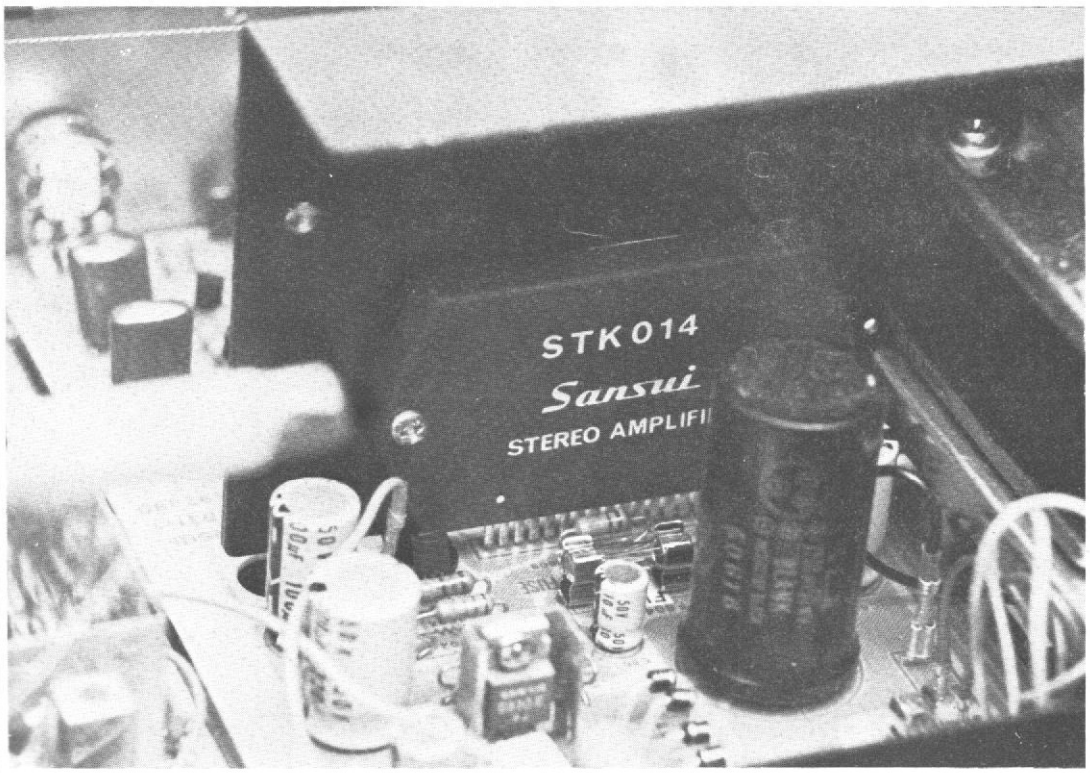


Photo A. – L'amplificateur stéréophonique intégré du 331L de Sansui.

SECTION MA

La section grandes ondes a du poser pas mal de problèmes à Sansui, cette partie est assez complexe, la réception étant possible aussi bien sur cadre que sur antenne, avec déconnexion du cadre, ce qui ne se fait pas pour les petites ondes, le constructeur a donc accordé un soin particulier à cette section. On regrettera que l'antenne, installée à l'intérieur de l'appareil ne soit pas orientable. Dans le cas de l'utilisation d'une antenne externe, on a une possibilité de fonctionnement sans coupure d'antenne ferrite. Dans ce cas, c'est une antenne commune, grandes ondes/petites ondes qui sera employée, si on veut éliminer certains des parasites captés par le cadre, il faudra faire appel à une autre antenne, ce n'est pas si simple que cela.

Le signal HF arrive sur le convertisseur. L'oscillateur local est séparé. L'étage convertisseur est suivi d'un filtre complexe utilisant deux circuits accordés séparés par un résonateur céramique. Les autres étages utilisent des circuits accordés. La commande automatique de gain est envoyée sur le convertisseur et sur le premier étage. Comme pour la section MF, on utilise un amplificateur HF auxiliaire mais non accordé, ou plus exactement d'un adaptateur d'impédance pour attaquer le galvanomètre. Le signal à 455 kHz arrive sur la base de TR 13, ressort sur la résistance d'émetteur est redressé par D 07 et D 08 pour attaquer le galvanomètre, on notera pour ce dernier une diode D 09 qui limite l'amplitude de la tension appliquée au cadre du galvanomètre.

SECTION AUDIO

Le préamplificateur RIAA est un modèle de classicisme. Il est alimenté sous une tension de 32 V, tension élevée nécessaire à l'assimilation des tensions élevées. Polarisation automatique, condensateur de 150 pF à l'entrée pour éliminer une éventuelle tension HF qui pourrait être détectée et amplifiée, polarisation par la tension d'émetteur du second transistor, etc.

Les entrées à haut niveau sont dirigées sur le commutateur d'entrée qui comme d'habitude, précède la section correction de timbre et amplificateur de puissance. Pour passer en mono, un commutateur court-circuite les deux canaux, il met également à la masse la tension de sortie HF destinée au décodeur, ce qui l'oblige à ne pas assurer le décodage. La correction physiologique est commutable, c'est normal. Un préamplificateur classique à polarisation par résistance entre collecteur et base amplifie la tension avant son passage dans le correcteur de timbre, ce dernier, du type passif jouant le rôle d'atténuateur.

Le potentiomètre de balance précède les amplificateurs de sortie. Suivant une technique à la mode, le constructeur utilise un module unique qui comporte deux amplificateurs de puissance ; on notera le nombre particulièrement réduit de composants externes. La protection est assurée par fusibles, deux pour le secondaire de puissance, un pour la tension continue un pour chaque autre secondaire et enfin un au primaire.

FABRICATION

Nous avons retrouvé sur cet appareil et ce n'est pas le premier, une plaque arrière en Isorel peint, solution très « rétro », il est vrai que ce « rétro » est à la mode.

L'électronique est répartie sur deux grands circuits imprimés qui vont de l'avant du 331 L jusqu'à l'arrière. Ces circuits imprimés supportent aussi bien les prises que les potentiomètres. Les pièces lourdes sont supportées en d'autres points mécaniquement plus stables que les circuits imprimés. La formule du double circuit a permis de simplifier notablement le câblage, nous connaissions cette solution depuis pas mal de temps car elle est courante en Europe, par contre, elle brillait, par son absence au Japon. Les deux circuits imprimés sont sérigraphiés, on y trouve les désignations des composants et le trajet des connexions imprimés. Un certain nombre de fils (rares) sont branchés par l'intermédiaire de connecteurs. Par exemple, le répartiteur de tension est constitué d'une série de broches implantées dans le circuit ; les fils du transformateur sont terminés par des broches femelles qui viennent sur les broches mâles du circuit. Pour passer en 120 volts, il suffit de transférer les broches d'une rangée à une autre, en faisant attention à respecter les couleurs inscrites sur le circuit. (Ce n'est pas à la portée de l'utilisateur). Tous les fusibles sont installés sur le circuit imprimé inaccessibles au public ; la notice ne

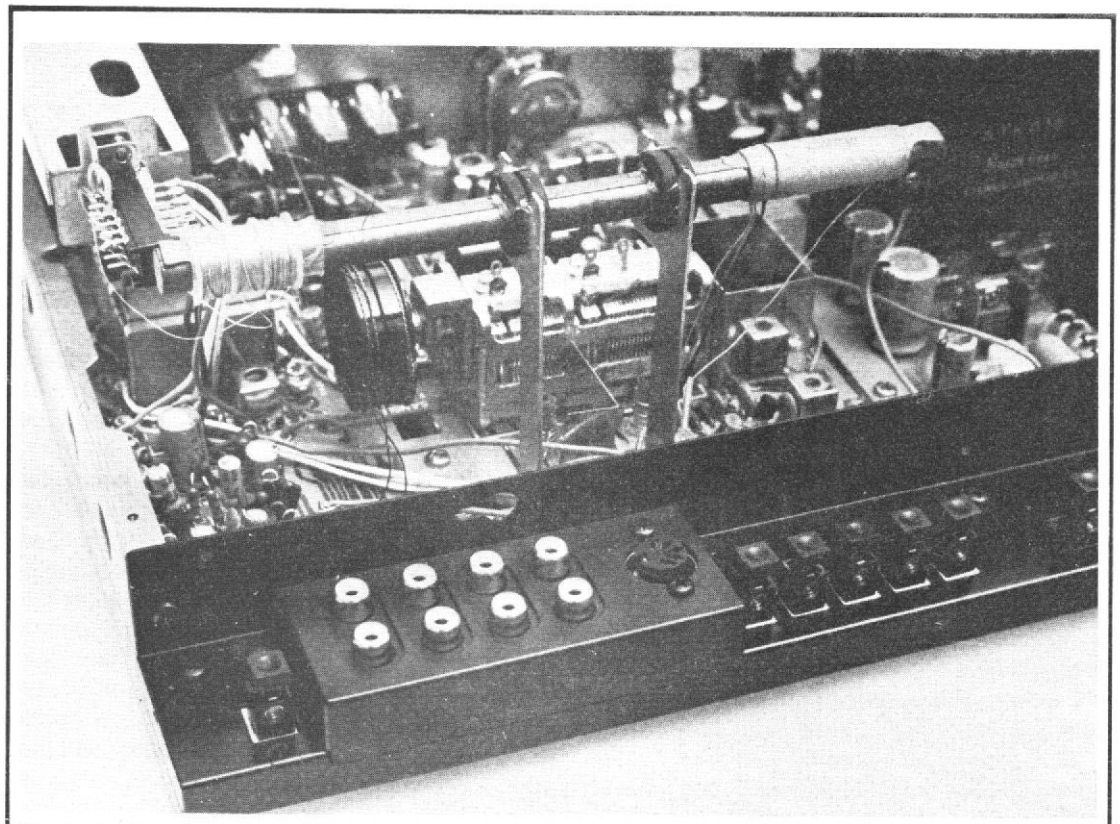


Photo B. – Les connecteurs, HF et AF, sont soudés directement sur le circuit imprimé ; on voit au-dessus de la partie arrière le cadre à l'européenne.

un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klinger.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en T V (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNEUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNEUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.

ETN Ecole des TECHNIQUES NOUVELLES école privée fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

market-publi bourges

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, S V P), votre documentation complète n° 701 sur

- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNEUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNEUR TV COULEUR

Nom et adresse _____

_____

_____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)

les mentionne d'ailleurs pas, ce qui peut s'expliquer par le fait que si un fusible saute, c'est qu'il y a une raison et que pour éliminer la raison il est toujours préférable de faire confiance à un spécialiste.

L'amplificateur de puissance est un module hybride noyé dans un bloc en matière plastique noir imperméable aux regards. Il est simplement plaqué contre un radiateur fabriqué simplement d'une tôle d'aluminium anodisée en noir. Par acquis de conscience le constructeur a pratiqué quelques ouvertures de surface réduite dans le circuit imprimé, ouvertures qui doivent laisser passer un peu d'air.

Point de vue qualité de la fabrication, on reconnaîtra un niveau élevé et une présentation allant en s'améliorant au cours des ans. L'après-vente ne doit pas être compliquée, d'une part le repérage des composants est facile, d'autre part le fond s'enlève complètement, il n'y a que 8 vis à enlever.

MESURES

La puissance de sortie est de 2 fois 13,8 W sur 8 Ω et 2 fois 16,5 W sur 4 Ω, les deux canaux étant chargés et à la fréquence de 1 000 Hz. Ces chiffres sont meilleurs que ceux annoncés par le constructeur qui tient donc ses promesses (nos conditions de mesure ne sont pas tout à fait identiques).

Le taux de distorsion harmonique est pratiquement inférieur à 0,1 % dans tous les cas sur 8 Ω, sur 4 Ω, on observe une remontée normale de la distorsion qui reste en tout cas voisine de 0,1 %.

Sur 8 Ω, à la puissance nominale nous avons relevé les valeurs suivantes : 0,1 % à 30 Hz, 0,06 % à 1 000 Hz et 0,09 % à 10 000 Hz. mi-puissance, nous avons obtenu 0,08 % à 30 Hz, 0,03 % à 1 000 Hz et 0,06 % à 10 kHz.

Sur 4 Ω et à la puissance maximale : 0,1 % à 30 Hz, 0,12 % à 1 000 Hz et 0,16 % à 10 000 Hz.

A mi-puissance, nous avons trouvé les valeurs suivantes : 0,06 % à 30 Hz, 0,05 % à 1 000 Hz et 0,09 % à 10 000 Hz.

La distorsion par intermodulation est plus élevée, sur 8 Ω à puissance maximale, 0,18 % à mi-puissance sur cette même impédance 0,12 %.

Sur 4 Ω et pleine puissance 0,23 % à mi-puissance 0,1 %.

La sensibilité de l'entrée phono est très bonne : 1,9 mV la saturation est lointaine puisqu'il faut 138 mV. Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono est très bon : 72,5 dB, 78 dB sur l'entrée auxiliaire.

La bande passante n'est pas exceptionnelle, on aurait pu s'attendre à une plus grande largeur : la limite supérieure à – 3 dB est de 29 kHz, c'est très suffisant, mais la mode est aux bandes passantes très très larges ! Aux fréquences basses, la fréquence de coupure est de 11 Hz, il est inutile de descendre plus bas, d'autant plus que l'appareil ne dispose pas d'un filtre infra sonore.

La sensibilité de la section MF est de 1 μV environ pour un rapport signal/bruit de 26 dB, avec 3 μV, le souffle a pratiquement totalement disparu. Le décodage stéréophonique se produit vers 3 μV mais il faut atteindre 100 μV pour que le souffle ait disparu.

CONCLUSIONS

Malgré sa simplicité apparente, le 331 L offre des performances intéressantes. L'amplificateur montre des améliorations par rapport aux modèles précédents et la technologie subit ici une évolution favorable. Un très bon appareil pour débuter dans la HiFi.

E.L.

L'OSCILLOSCOPE

TELEQUIPMENT 'S22'

L'OSCILLOSCOPE S22 Telequipment est un appareil mono-trace dont la particularité essentielle consiste en une très grande autonomie. Sa « portabilité » le rend par ailleurs précieux sur les chantiers et les équipements mobiles (dépannage à domicile). Il comporte un jeu d'accumulateur au cadmium-nickel rechargeables grâce au système à courant constant qui suit l'alimentation stabilisée sur secteur. Un connecteur, à l'arrière, permet, par ailleurs, une alimentation extérieure ; il propose également des tensions continues non-stabilisées et régulées, quand l'appareil est en fonctionnement normal.

Tous les sections sont utilisables. La puissance d'alimentation n'est que de 14 VA ; celle-ci passant, sur accumulateurs, à 7 VA, l'autonomie peut atteindre 4 heures d'utilisation continuelle. La recharge demande 14 heures, celle-ci s'effectuant en fonctionnement normal sur secteur.

L'utilisation rationnelle de transistors à effet de champ conforte les circuits de manière intéressante. Ainsi, un double FET, dans l'étage d'entrée « Y » maintient une haute impédance d'entrée constante dans un grand domaine de fréquence tandis qu'un autre FET, dans la base de temps, permet la réalisation d'une rampe extrêmement linéaire jusqu'aux vitesses élevées du balayage.

Le circuit de synchronisation utilise un amplificateur ne passant pas le continu. Son mode de fonctionnement en déclenché est tel que la trace est éteinte en absence de signal de déclenchement. La fenêtre de déclenchement est assez étroite et nécessite un choix judicieux du seuil. Dans certains cas, si le signal ne s'y prête pas (fréquence trop élevée, juxtaposition de signaux), le déclenchement ne s'opère pas et il faut passer en « automatique ». Ce n'est pas une lacune mais une sélection sévère dans les chances d'une bonne synchronisation. Notons encore qu'une sélection TV est prévue. Un regret : il n'y a pas d'entrée horizontale dans la version normale *. Pour le transport un capot entoure la face avant. Une valise est, aussi, proposée.

Les connecteurs d'entrée Y et de synchronisation « EXT » sont réalisés par fiches BNC sur les côtés du coffret.

Signalons, de plus, qu'une version bicourbe est, également, disponible. Dans ce cas, la bande passante est accrue ainsi que les dimensions du tube cathodique. Ainsi, d'une grandeur d'écran de 36 x 60 cm (environ) on passe à 56 x 70 cm. Les graduations ne sont pas faites en « cm » mais avec des carrés de 6 (S22) ou de 7 mm de côte (D32).

Le tube cathodique est à écran plat. La nature du phosphore est du type « P 31 » standard. Les dimensions des appareils sont, enfin, les suivantes :

	D32	S22
H	105 mm	77 mm
L	230 mm	211 mm
P	288 mm	263 mm
Poids	4,5 kg	4,3 kg

Un mot sur la réalisation : conçue par Telequipment, supervisée par Tektronix, la réalisation apparaît digne d'intérêt. Notons entre autres l'extrême facilité d'accès des composants : en effet, tous les chassis se déplient de l'avant vers l'arrière rendant les plaquettes imprimées accessibles des deux côtés.

* sur option seulement.

ETAGES DE LA VOIE VERTICALE

Les figures 1 et 2 donnent le schéma détaillé de la voie verticale.

L'entrée accessible sur fiche BNC débouche, tout d'abord, sur un inverseur continu/alternatif (S701) qui insère, au besoin, dans la liaison, le condensateur C701 de 100 nF. Vient, ensuite, un jeu de cellules atténuatrices compensées en fréquence et commutées par le contacteur S702. Les diviseurs permettent, disposés en cascade, les rapports 1, 2, 5 et 10 avec une résistance apparente constante de 1 MΩ. La capacité apparente en parallèle s'élève à 45 pF. La liaison à la porte du double FET n'est pas directe mais passe par l'intermédiaire d'une protection R_{711}/D_{701} à diode polarisée en inverse ; la capacité C_{717} compense en fréquence la liaison afin que la réponse reste linéaire jusqu'à 5 MHz.

Le double FET est monté en amplificateur différentiel dont la porte opposée à celle d'entrée supporte les dispositifs de cadrage et de DC « balance ». Le gain global peut être commuté de X1 à X10 en modifiant la charge des FET au moyen de l'inverseur S703. Celui-ci commute également la tension normale de cadrage sur le TR701B.

R_{718} symétrise l'étage différentiel tandis que C_{719} jugule les risques d'oscillations tout en maîtrisant la bande passante aux fréquences élevées. La liaison est directe aux bases des transistors TR703 et 704. La structure différentielle est stabilisée en température au moyen de la thermitance TH701. Le gain est fixé par R_{717}, par variation du courant de repos des émetteurs. Ceux-ci supportent, en série, les diodes D702 et 703, placées là pour accroître l'admissibilité en continu de l'étage et permettre ainsi une plus large commande du cadrage vertical ; elles permettent égale-

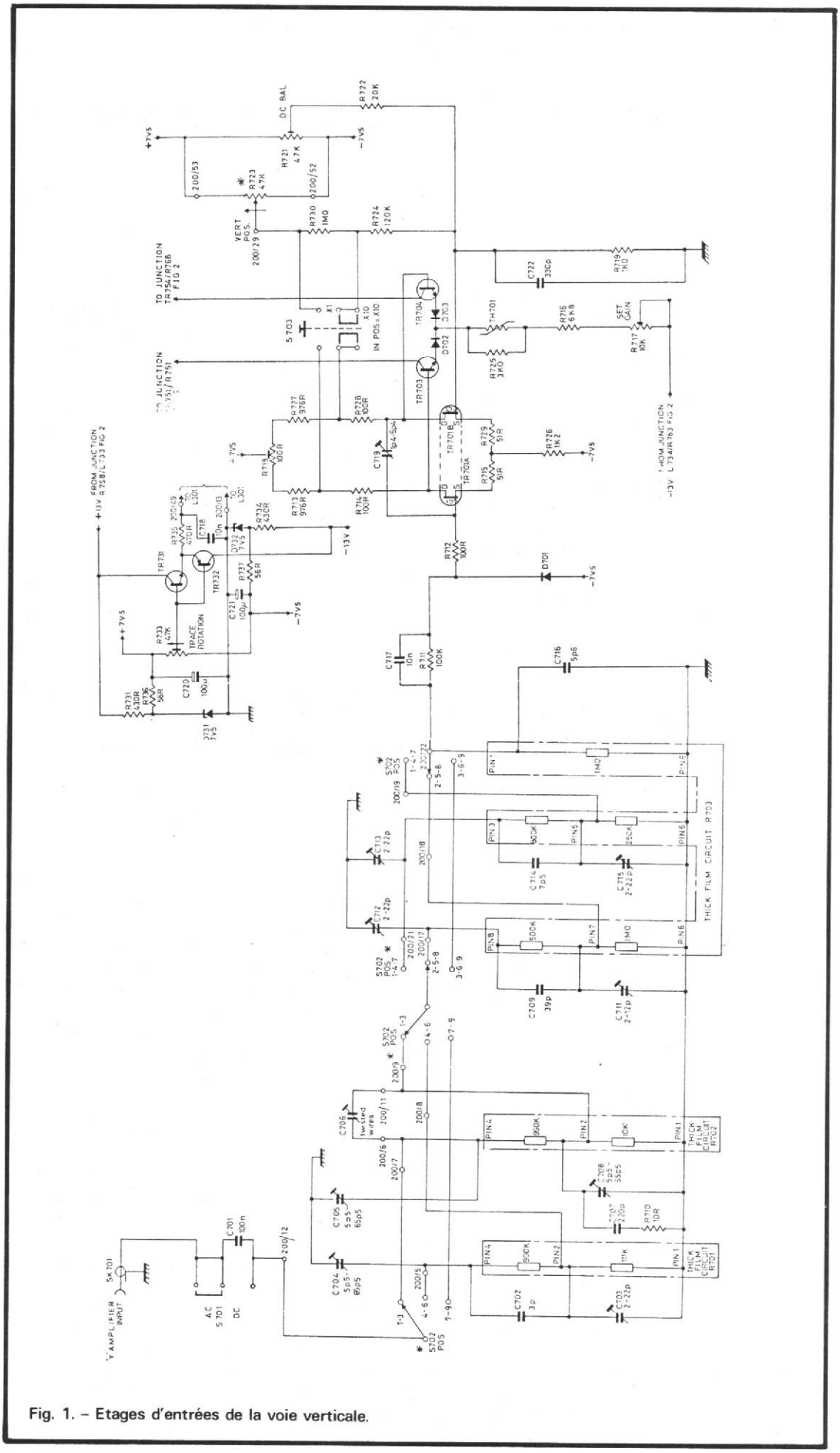


Fig. 1. – Etages d'entrées de la voie verticale.

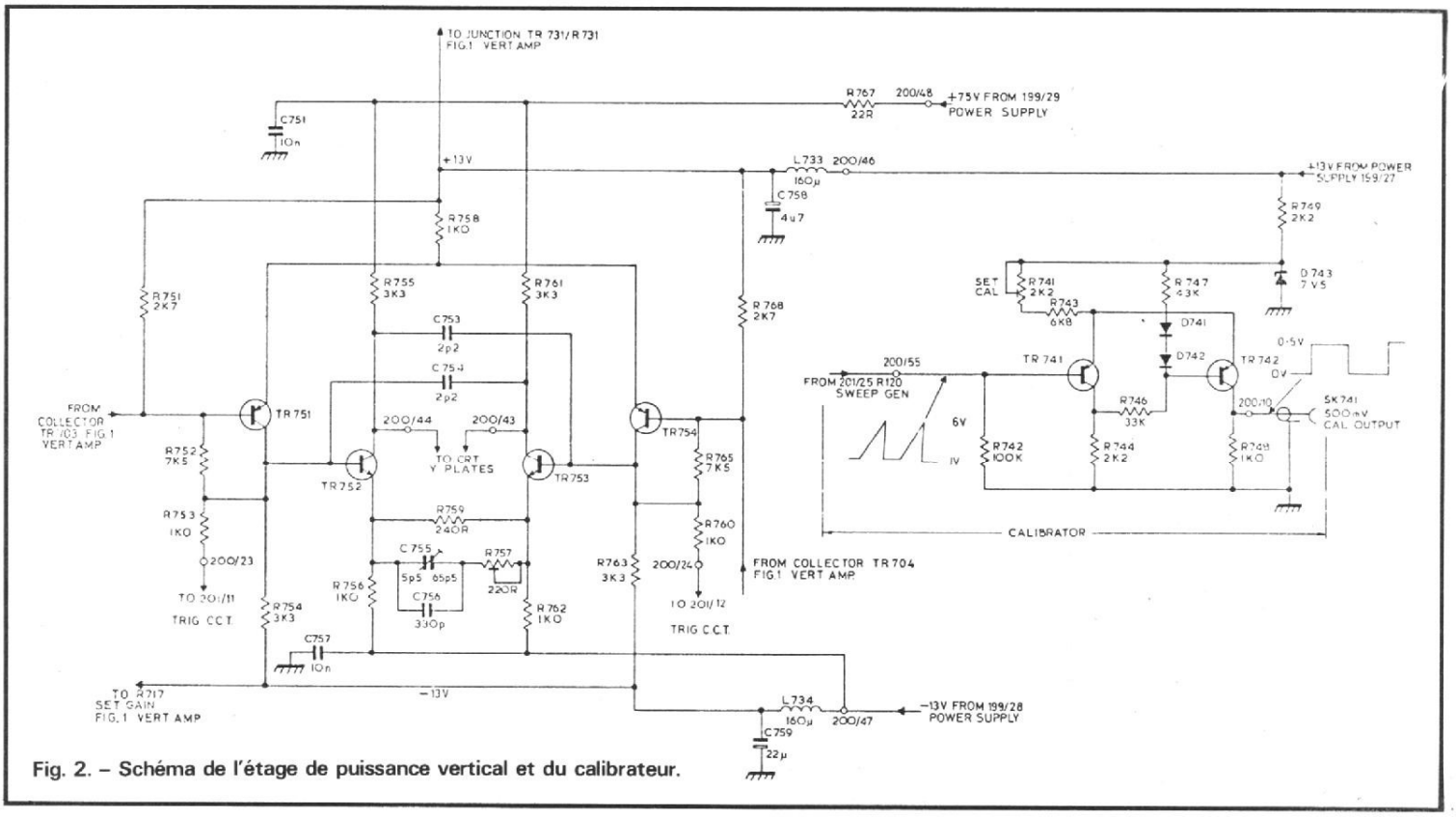


Fig. 2. – Schéma de l'étage de puissance vertical et du calibrateur.

ment de modifier le gain de l'étage pour les faibles courants de repos, imposés par un réglage donné du cadrage ; le constructeur estime, ainsi, rattraper les différences de sensibilité du tube cathodique au long d'une excursion de cadrage. Les collecteurs de TR703 et 704 aboutissent aux bases de TR751 et 754 (fig. 2) qui constituent les préamplificateurs de l'étage de puissance TR752 et 753. Ceux-ci supportent dans leurs collecteurs deux charges importantes de 3300 Ω ; la tension d'alimentation étant grande (+ 75 V) l'excursion crête à crête du signal d'attaque des plaques de déviation est suffisamment élevée pour couvrir bien au-delà la hauteur du tube cathodique.

La compensation en fréquence (correction vidéo) est assurée par les circuits C_{755} - C_{756} - R_{757} qui modifient la contre-réaction aux fréquences élevées, celle aux fréquences moyennes et basses étant fixée pour R_{759}.

C_{753} et C_{754} assurent également une correction en maîtrisant de façon sélective le gain en bout de bande.

CIRCUITS DE SYNCHRONISATION

Les sources intérieures de synchronisation sont prélevées sur les charges R_{754} et R_{763} des préamplificateurs de puissance T_{R751} et T_{R754} ; grâce à l'inverseur S22 (fig. 3), on choisit judicieusement les polarités du déclenchement (inverseur + et -). S21 choisi par ailleurs, entre les sources interne et externe. Notons que la liaison continue n'est pas faite en synchronisation extérieure (C21).

Les attaques symétriques de synchronisation aboutissent – après choix des polarités – sur les bases d'un amplificateur différentiel T_{R21} et T_{R22} dont l'une des sorties est, seule, utilisée ; la tension est donc prélevée sur R_{25} et se trouve amplifiée par TR23 ; cet étage supporte dans sa base un dispositif potentiométrique qui modifie ses conditions de repos et balaye le signal de synchronisation superposé à une tension continue variable : on règle ainsi la tension de seuil de la bascule de Schmitt constituée par les transistors T_{R26} et T_{R27}. En chemin, nous trouvons les diodes D_{22} et D_{24} qui servent de commutateurs : en effet, sur AC, la résistance R_{43} aboutit aux + 13 V, rendant les diodes conductrices. La bascule de Schmitt fonctionne en auto-différentiatrice grâce à la présence des inductances L_{21} et L_{22}. Il est donc proposé au générateur de balayage des tops brefs de ± 1,5 V, par l'intermédiaire de la cellule de différentiation C_{32} = 68 pF et R_{35} = 820 Ω (voir oscillogramme).

Dans la bascule, R_{46} rend équidistantes les impulsions négatives et positives.

Sur AC, TR25 est bloqué car T_{R24} n'est pas alimenté.

MISE EN FORME DES SÉQUENCES T.V.

Pour synchroniser un signal TV, il faut choisir soit la fréquence « trame » (50 Hz), soit celle des « lignes » (15 à 20 kHz). Une sélection s'impose lorsqu'on passe la commutation de AC à T.V., sélection qui va se diversifier selon la vitesse de balayage de la base de temps. Les contacteurs S23 placés sur TV, certaines modifications sont faites dans le schéma.

Tout d'abord, le réglage de niveau de déclenchement est neutralisé, le transistor T_{R23} étant, alors, moins polarisé de telle sorte qu'il fonctionne en séparateur « video-synchro » avec un signal positif.

Ensuite, la résistance R_{43} n'étant plus branchée sur la basse-tension, les diodes D_{23} et 24 ne conduisent plus et le signal provenant de T_{R23} bifurque vers la base de T_{R24}, D_{22} devenant passante.

Sur le collecteur de T_{R24}, apparaissent bien « recoupés » les tops de synchronisation « lignes » et « trames ».

Pour observer les signaux TV au voisinage de la fréquence « trame », il faut synchroniser sur celle-ci et la séparation s'impose... Celle-ci s'opère par intégration au moyen de la résistance R_{39} et de la capacité C_{30}.

Sur les vitesses de base de temps lentes (0,1 ms à 300 ms/div.), R_{42} est déconnectée de toute source de ten-

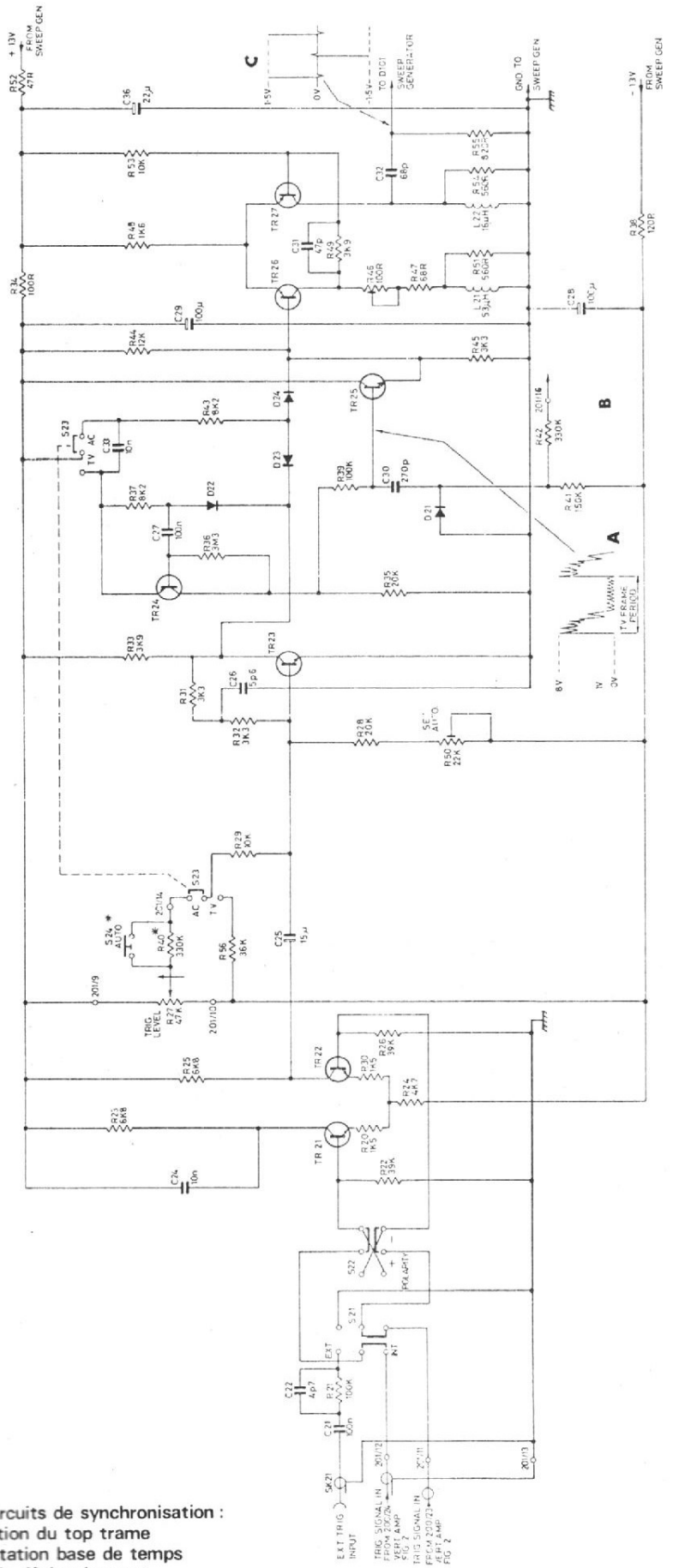


Fig. 3. – Circuits de synchronisation :
A : intégration du top trame
B : commutation base de temps
C : signal de déclenchement.

sion, D_{21} conduit via R_{41} et le – 12 V et la constante de temps est forte. Les tops « trame » restent seuls prépondérants après l'intégration et la bascule de Schmitt se déclenche pour cette période.

Pour les vitesses rapides de balayage, puisqu'on veut nécessairement observer les séquences « lignes », il faut supprimer l'intégration afin de remonter le niveau des tops lignes et permettre l'inversion périodique de la bascule de Schmitt à celle des lignes. Pour ce faire, la commutation des bases de temps, sur les positions 1 à 30 μs/div., connecte la résistance R_{42} sur + 75 V ce qui neutralise la tension négative apportée par R_{41}. D_{21} est alors bloquée, ce qui ajoute à la capacité d'intégration C_{30} les résistances R_{41} et R_{42} « vues » en parallèle. L'intégration disparaît pratiquement sur la base du séparateur T_{R25}.

Remarque : En fonctionnement AC et sur « auto », une résistance de 330 kΩ (R_{40}) est commutée en série avec la tension de seuil de déclenchement. Ceci permet au signal d'entrée de déclencher sur des tensions nettement plus faibles (dès 1 division).

BASE DE TEMPS

Les impulsions différentiées provenant de la bascule de Schmitt T_{R26} et 27 parviennent – via D_{101} – sur la base de T_{R102} ; ce transistor fonctionne en multivibrateur bistable avec T_{R104}.

La première impulsion positive inverse le bistable précédent et sature le transistor T_{R102}. T_{R101} n'étant plus alimenté, D_{103} est bloqué et le condensateur C commence à se charger à travers la résistance R. R et C sont les éléments commutés par le contacteur de durée de balayage et qui réagissent sur la vitesse de montée de la rampe horizontale. En obser-

vant le schéma, on remarque que C est disposé entre le drain et la porte d'un transistor à effet de champ dont la charge est matérialisée par $R_{111} = 6{,}2\ k\Omega$.

On a affaire à un intégrateur dans lequel la constante de temps RC et la tension d'alimentation se trouvent artificiellement multipliées par le gain de l'étage. Tout se passe comme si la charge n'évoluait que dans la région où l'exponentielle reste confondue avec la tangente à l'origine et cessait avant que la courbe s'en éloigne : la rampe reste donc parfaitement linéaire sur toute l'étendue du balayage de l'écran et cette linéarité ne se justifie que par l'emploi d'un transistor à effet de champ T_{R103}, pour assurer le phénomène de Miller.

Dès l'apparition de la rampe, le transistor T_{R102} étant saturé, aucune sollicitation extérieure venant de la synchronisation vient troubler le déroulement de la charge. Pendant ce temps, le condensateur de « maintien » (hold-off : voir C_6 ou C_7 commuté par S_1-1 R et C_{104} en parallèle) conserve une charge imposée par le pont de résistances R_{117} et R_{118} (soit environ 8 V).

Aussitôt que le niveau de rampe dépasse la tension de hold-off, le condensateur de maintien se charge à une tension plus élevée via R_{110} et D_{106}. La base de T_{R104}, bloquée pendant tout le début de la rampe, voit son niveau de repos augmenter par l'intermédiaire de R_{112}.

Il arrive un moment où le transistor ci-dessus commence à conduire ; il se produit alors un phénomène cumulatif qui inverse rapidement la bascule constituée par T_{R102} et T_{R104}. Le potentiel du collecteur de T_{R102} remonte débloquant T_{R101} qui conduit. La rampe cesse alors de croître car aux bornes de C, apparaît, bientôt, l'intervalle collecteur-émetteur de T_{R101} qui se sature : C se décharge alors par forçage de tension à travers le transistor précédent

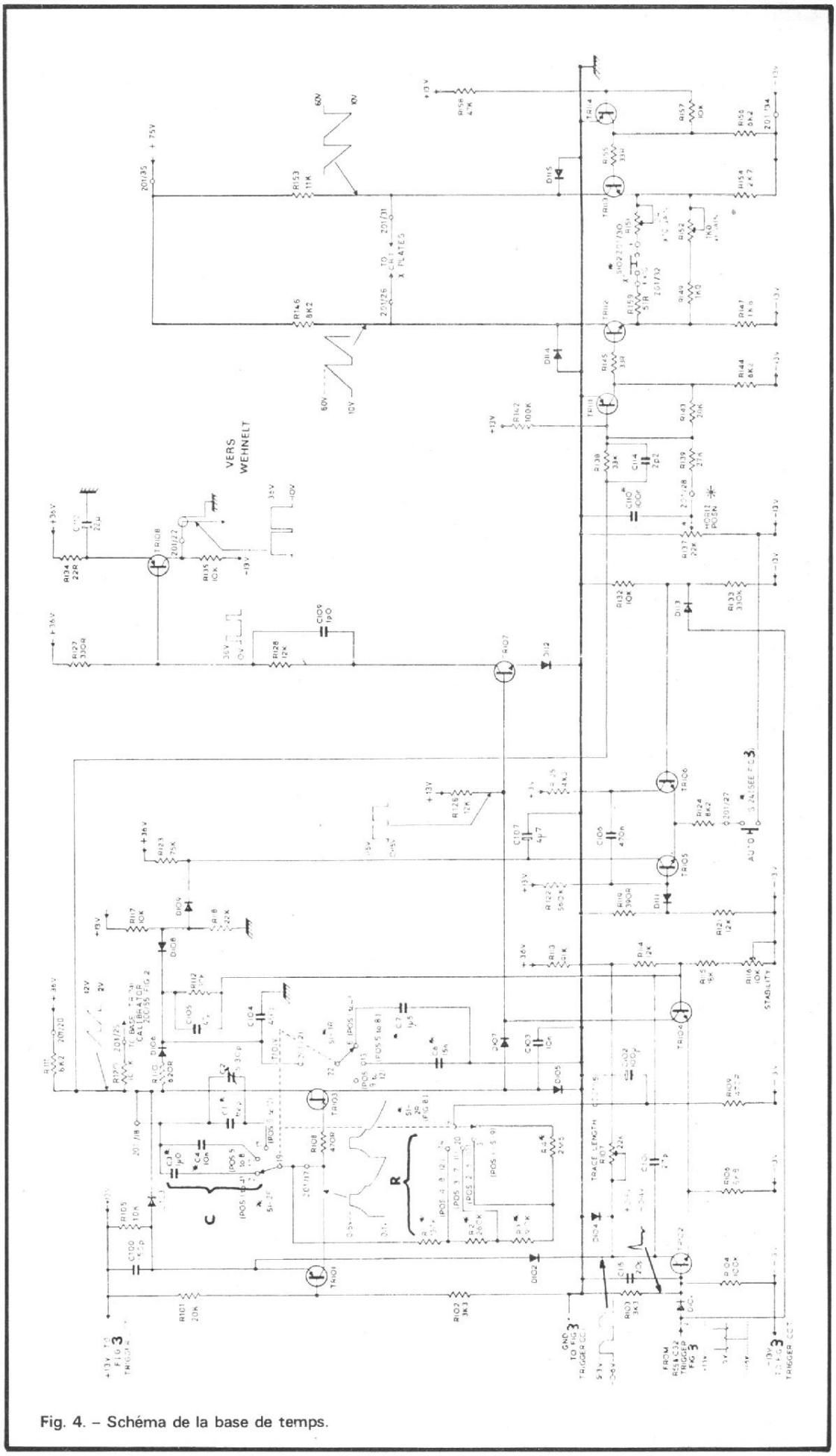


Fig. 4. – Schéma de la base de temps.

jusqu'à ce que D_{103} conduise et réduise le courant de T_{R101}. Pendant ce temps, le condensateur de maintien s'aligne au potentiel du pont de R_{117} et R_{118} et le montage est à nouveau disponible pour la prochaine impulsion de déclenchement véhiculée par le circuit de synchronisation. Lorsque le bouton-poussoir se trouve sur le mode automatique (auto), la bascule constituée par T_{R105} et 106 s'inverse et la diode D_{109} branchée sur un niveau bas, court-circuite la résistance R_{118}.

Le condensateur de maintien est donc moins polarisé initialement et la bascule T_{R102}-T_{R104} s'inverse plus tard. La base de temps oscille alors librement. Dès la première impulsion de synchronisation, la diode D_{113} l'adresse sur la base de T_{R106} qui, bloqué au début, devient conducteur. T_{R105} s'inverse de l'état saturé à l'état bloqué et bloque D_{109} progressivement. On est, alors, revenu au cas du système déclenché quant à l'inversion de la bascule T_{R102}/T_{R104} et l'arrêt de la rampe par D_{103}. Les tops de synchronisation qui aboutissent sur la base de T_{R106} via D_{113} conditionnent donc le départ de la rampe, un peu plus tôt ou un peu plus tard (forçage de la charge du condensateur de maintien), selon que le top arrive en avance ou en retard sur la fréquence de répétition libre de la rampe.

Pendant le balayage, quelque soit le type de synchronisation, T_{R104} est bloqué. Le courant collecteur étant nul, seul le courant de base de T_{R107} traverse R_{126} et, comme la valeur de cette résistance est choisie assez faible, T_{R107} est saturé (V_B = 1,5 V à cause de la présence de D_{112} qui remonte la tension). Dans ces conditions, le courant traversant R_{127} s'élève et la tension de base de T_{R108} s'écroule, saturant aussi ce dernier et permettant la commutation du potentiel de collecteur de – 10 à + 36 V. Ce collecteur étant branché sur le wehnelt du tube cathodique, ce dernier est donc « allumé » pendant que le balayage se déroule. Cela veut dire que pour le retour de balayage ou dans le mode déclenché, quand aucun signal de synchronisation n'est appliqué ou encore, si le niveau de déclenchement est mal réglé, le tube cathodique voit son faisceau bloqué par les – 10 V commutés par T_{R108}.

AMPLIFICATEUR HORIZONTAL

L'amplificateur horizontal utilise deux paires de transistors NPN et PNP placés en série et montés, en sortie, en amplificateur auto-déphaseur. La liaison aux plaques de déflexion X s'effectue donc en symétrique (fig. 4).

La paire T_{R111} et T_{R112} reçoit la dent de scie provenant de T_{R103} via R_{138} (compensé par 2,2 pF). Le couplage, avec la paire T_{R113}/T_{R114} s'effectue par les émetteurs. En effet, R_{147} et R_{154} sont partiellement en parallèle grâce au réglage de gain horizontal « X1 » R_{149}/R_{152}.

Pour augmenter le gain de 10 fois, on peut placer en parallèle sur le circuit « X1 » une dérivation supplémentaire R_{159}/R_{151} ; S_{102} commute ces résistances : c'est la « coupe » horizontale de la base de temps, système qui accroît artificiellement de 10 fois la vitesse de balayage.

Le couplage de T_{R112} à T_{R113} étant évidemment imparfait, pour symétriser les rampes sur les plaques de déflexion, on remonte la valeur de la charge de T_{R113} (R_{153} = 11 kΩ au lieu de R_{146} = 8,2 kΩ dans l'autre transistor).

Le cadrage horizontal est assuré par R_{137} qui modifie les conditions de repos du transistor T_{R111}.

Notons enfin que les plaques de déflexion sont clampées au 0 grâce à D_{114} et à D_{115}. La rampe horizontale atteint 2 x 50 $V_{c\,à\,c}$ par rapport à une tension minimale de + 10 V qui cadre au repos le faisceau à gauche de l'écran. La tension d'alimentation nécessaire s'élève à + 7,5 V sur les collecteurs et à – 13 V sur les émetteurs. Les transistors de puissance utilisés – des FRB749 – permettent ces grandes excursions sans fatigue pour leurs jonctions.

CALIBRATEUR

Le signal interne disponible sur la sortie calibration 0,5 V est obtenu à partir d'une bascule bistable commutée par un signal de base de temps issu de R_{120} (fig. 4). On voit, figure 2, que la bascule utilise des transistors T_{R741} et 742 couplés par les émetteurs ; c'est à ce niveau et grâce à R_{741} que le niveau de sortie est réglé à 0,5 V.

La tension d'alimentation est stabilisée par D_{743} (diode zener 7,5 V). La bascule est également compensée en température par les diodes D_{741} et 742 placées en série avec la base de T_{R742}. Ce dernier transistor est donc commuté de 0 à + 0,5 V sur son collecteur et aux bornes de R_{748}.

Le signal de calibration appliqué en Y détermine donc le niveau 0 pour la moitié de l'écran et + 0,5 V pour l'autre moitié ; on a, ici, un moyen commode de vérifier, à la fois, la sensibilité verticale et la vitesse de balayage.

TUBE CATHODIQUE

Le tube employé V_{301} = 17 D 7 GH/L est alimenté sous 1200 V par la cathode qui

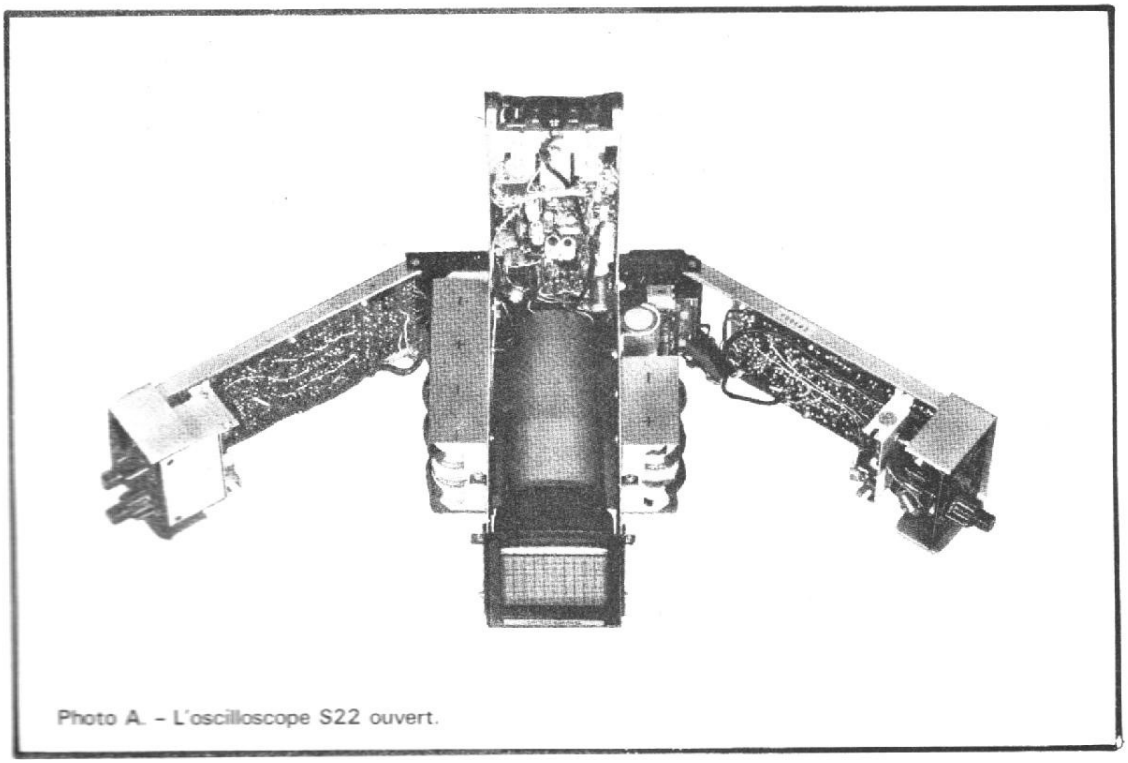


Photo A. – L'oscilloscope S22 ouvert.

n'est pas accessible de l'extérieur. Cette tension est obtenue par triplage à partir des 523 V délivrés par le transformateur onduleur T_{411} (voir fig. 5).

La polarisation du Wehnelt est stabilisée par la diode zéner D_{303} de 51 V. Le réglage de luminosité est obtenu par R_{308} placé en parallèle sur la diode précédente (R_{313} limite toutefois son courant). R_{312} est un réglage « talon » supplémentaire pour doser au mieux la luminosité minimale.

L'impulsion de coupure du spot provenant de T_{R108} (fig. 4) aboutit par une liaison C_{303}/R_{310} sur le Wehnelt. Cette impulsion est clampée par rapport à la tension de polarisation normale (luminosité) au moyen de D_{305}.

La concentration est assurée par R_{305} et le réglage contre l'astigmatisme par R_{302}. Le tube comporte un intéressant dispositif de rotation d'image, permettant, entre autres, de rendre parfaitement horizontale la ligne de base de temps. On utilise, pour ce faire, un bobinage qui entoure le tube cathodique au voisinage des plaques de déviation ; cette inductance est parcourue par un courant qui résulte d'une commande positive ou négative parfaitement stabilisée. Ainsi, les ± 13 V sont réduits à ± 7,5 V régulés par les diodes zéner D_{731} et D_{732} (fig. 1) ; R_{733} agit sur la tension continue (± Δ V autour de 0 V) des bases de T_{R731} et 732. Les transistors montés en « émetteur follower compound » analogues aux amplificateurs « classe B » utilisés en audiofréquence, alimentent à travers R_{735} l'enroulement de rotation de trace.

Les tensions de ± 7,5 V servent aussi au cadrage de la déviation E.S. du tube.

ALIMENTATION

La figure 5 donne le détail d'une alimentation fort élabo-

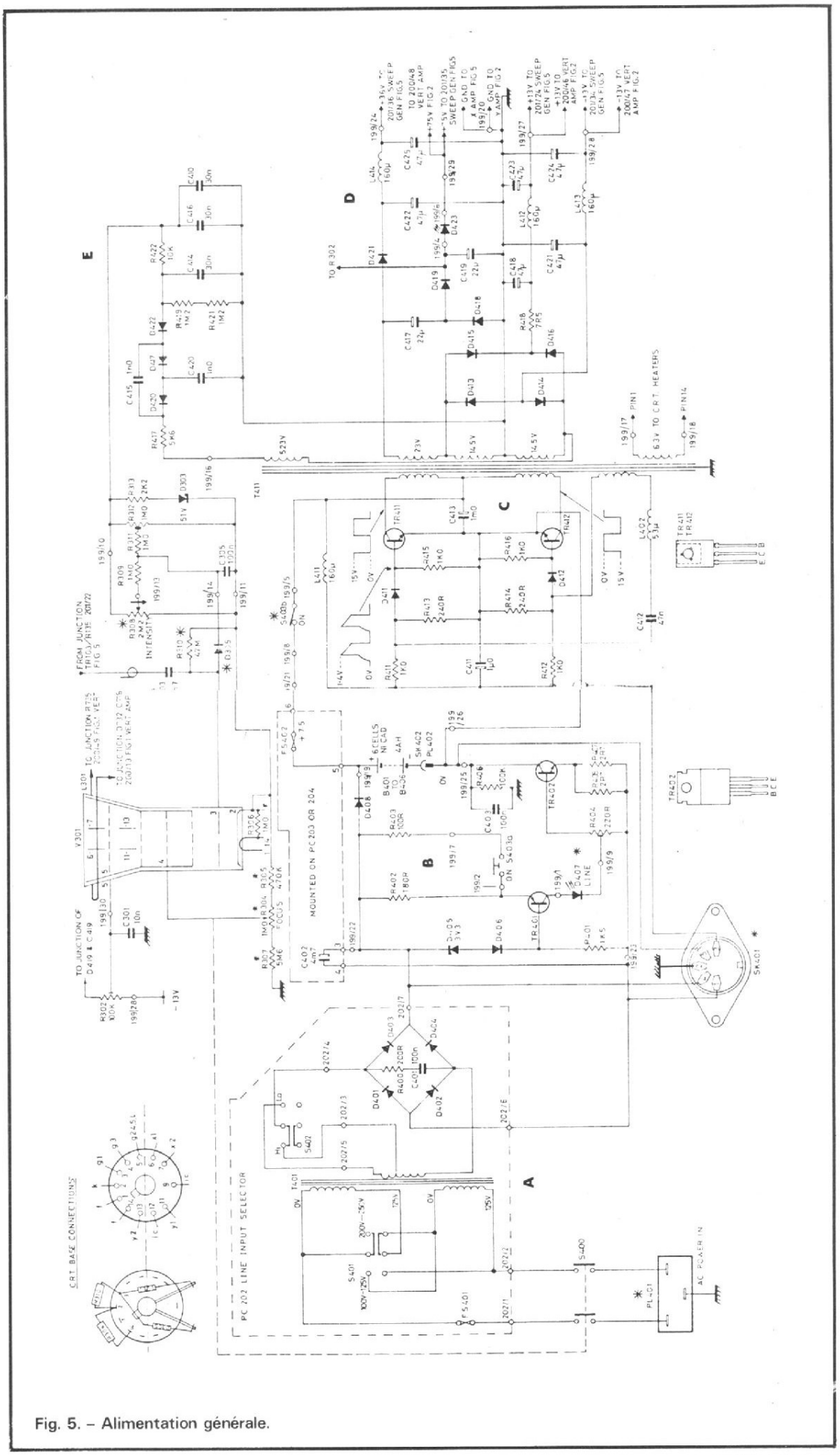


Fig. 5. – Alimentation générale.

rée, dans laquelle on trouve, successivement :

— A : Un redresseur en pont D_{401} à D_{404} suivant un transformateur branché sur le réseau 110 V - 220 V. Le primaire permet les commutations extrêmes 125 à 250 V tandis que le secondaire ajuste, au moyen d'une prise, la tension secondaire à des valeurs plus faibles, si le réseau est effectivement celui annoncé ci-dessous ou à des grandeurs plus élevées si le réseau tombe à la valeur inférieure 100 ou 200 V. Le filtrage est uniquement assuré par $C_{402} = 4700\ \mu F$.

— B : Un chargeur à courant constant destiné à maintenir la charge de 6 batteries au cadmium-nickel B_{401} à B_{406}. Deux possibilités de charge sont prévues par suite de la présence de l'inverseur S403A. En effet, l'intervalle base-émetteur de T_{R401} trouve son alimentation à partir de la d.d.p. créée par D_{405} et D_{406} (en gros 4 V) ; si le poussoir S403A est levé (off), le courant émetteur de T_{R401} est donné par le rapport

$$\frac{3,3}{180} = 18 \text{ mA}$$

La diode électroluminescente D_{407} n'éclaire pas et le potentiel reporté sur R_{404} limite le courant traversant T_{R402} à une centaine de mA. La charge est donc faible. Cela correspond à un fonctionnement « secteur » avec entretien de la charge des accumulateurs.

En poussant S403a, R_{402} est shunté par R_{403}. Dans ce cas le courant émetteur passe à

$$\frac{3,3}{64} = 50 \text{ mA}$$

La diode LED s'allume, T_{R402} conduit davantage et la charge des batteries se trouve forcée à 400 mA environ. C'est le cas d'une recharge accélérée des accumulateurs après usage de ceux-ci en fonctionnement autonome.

Si l'oscilloscope fonctionne sur batteries les circuits d'alimentation et de charge ne sont pas alimentés car D_{408} bloque la liaison.

— C : Un onduleur à transistors push-pull oscillant avec un transformateur à ferrite T_{411} sur une fréquence ultrasonique (14 kHz environ).

Les transistors T_{R411} et 412 ont leur base protégée par les diodes D_{411} et 412. Les oscillogrammes sont reportés sur la figure 5.

— D : Des redressements simples ou doubleurs de tension à partir de tensions disponibles aux bornes des secondaires de T_{411} et dont la fréquence est très élevée (14 kHz). **Le filtrage se trouve alors facilité** et l'on ne se trouve plus obligé de faire appel à des condensateurs de valeurs très élevées comme c'est le cas des alimentations sur réseau 50 Hz.

On remarquera, figure 5, que le voyant de fonctionnement s'obtient à partir d'un LED (D_{423}) situé en série avec les sorties + 75 V (prévus pour l'étage de puissance vidéo).

— E : Un redresseur tripleur de tension pour l'alimentation du tube cathodique (montage THT Schenkel) et les circuits attenant déjà décrits dans le paragraphe précédent.

BANC D'ESSAI

L'essentiel des caractéristiques de l'oscilloscope qui se trouvent groupées dans le tableau A révèle une qualité que l'on qualifiera, pour le moins, d'honorable. Nous ne vérifierons que les principales.

Le banc d'essai proposé comporte un générateur particulièrement sinusoïdal et dont le niveau et la fréquence sont parfaitement connus ; on utilise, pour ce faire, un fréquencemètre et une liaison adaptée sur 75 Ω avec insertion, dans la chaîne, d'un atténuateur compensé.

Pour les essais en transitoires on remplace le générateur HF par un générateur d'impulsions de 5 ns de temps de montée.

Enfin, les mesures de linéarité, il est fait appel à un signal triangulaire fourni par un générateur de fonction très linéaire.

BANDES PASSANTES DE LA VOIE Y

A l'aide du montage de la figure 6A, on maintient constante l'amplitude du signal appliqué sur la voie Y et l'on fait varier la fréquence. On choisit arbitrairement la sensibilité 50 mV/gr. Le tableau B résume les résultats obtenus dans les deux cas de sensibilité X1 et X10.

Les fréquences limites à - 3 dB sont respectivement 6,3 et 2,8 MHz. Signalons que ces résultats correspondent à des caractéristiques meilleures que celles proposées par le constructeur. En observant les courbes de la figure 6B, on

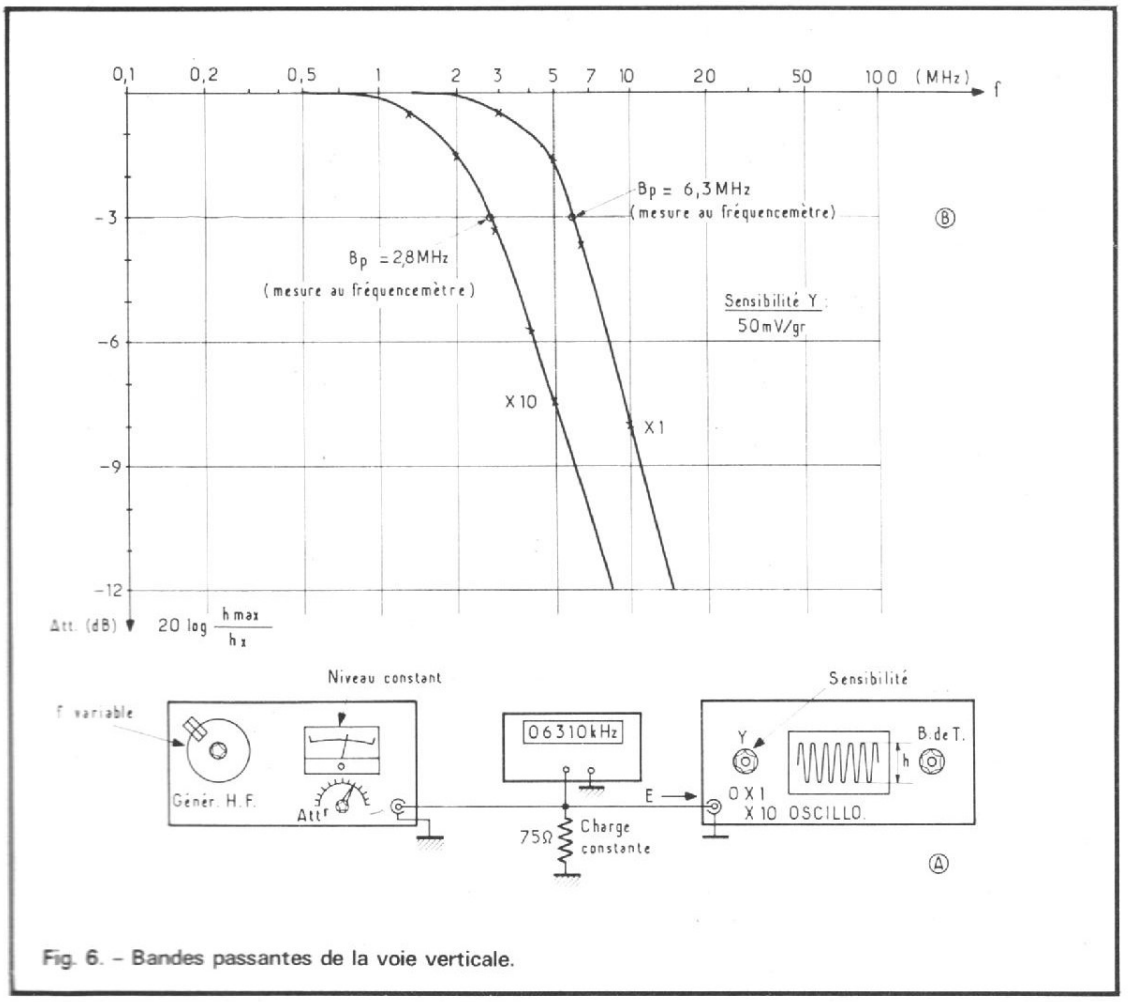


Fig. 6. - Bandes passantes de la voie verticale.

TABLEAU A Caractéristiques du S22	
— Bande passante de la voie verticale	X1 : 5 MHz à - 3 dB X10 : 1 MHz à - 3 dB
— Temps de montée	70 ns
— Sensibilité (précision : ± 5 %)	10 mV/gr à 5 V/gr en 9 gammes (sensibilité portée à 1 mV/gr sur X10)
— Ze (Y)	1 MΩ + 45 pF
— Attaque maximale	± 250 V
— Vitesse de balayage (précision : 5 ou 10 %)	1 µs/gr à 300 ms/gr en 12 gammes
— Synchronisation INT	0,3 gr, 40 Hz - 2 MHz 1 gr, 2 MHz - 5 MHz
EXT	500 mV environ
— Calibration	500 mV sur 1 kΩ
— Autonomie	6 x 1,25 V - 4 H rechargeable en 14 H
— Consommation	14 VA (secteur) 7 VA (accumulateurs)
— Tube cathodique	6 x 10 gr, division de 0,6 cm de côté. Phosphore P31

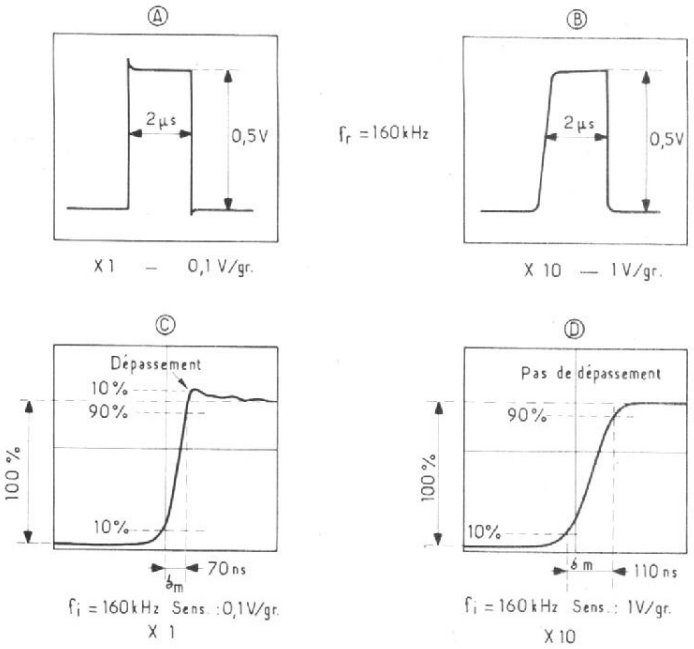


Fig. 7. – Essais en impulsions.

remarquera également l'absence de remontée ou de dépassement sur la sensibilité considérée. Les flancs d'atténuation sont, également, bien linéaires.

Nota : Les tensions d'attaques sont différentes dans les cas X1 et X10.

SENSIBILITÉ DU RÉGLAGE DE SYNCHRONISATION

Tant que la figure décrite sur l'écran dépasse la hauteur minimale de 1 graduation, le déclenchement de la base de temps s'opère sans problème ; le signal est parfaitement bien verrouillé quelle que soit la forme, du moment que la fréquence reste dans les limites de l'épure.

Ainsi, comme il est précisé dans le tableau B, la synchronisation devient douteuse à partir de 5 MHz : on doit retoucher le bouton jusqu'à 10 MHz. Au-delà de cette fréquence, le déclenchement devient impossible. En passant en « automatique » on peut quand même faire apparaître la base de temps ce qui est une performance, compte tenu de l'affaiblissement constaté à cette fréquence.

TABLEAU B

Bande passante verticale - Sensibilité : 0,05 V/gr

f	h X1	- NdB	h X10	- NdB	Synchronisation	G
0... 100 kHz	4 gr	0 dB	4 gr	0 dB	tr. bonne en déclenché	
200	—	—	—	—	—	
500	—	—	—	—	—	
700	—	—	—	—	—	
1000	—	—	- ε	- ε	—	essais
2000	—	—	3,5 gr	- 1,2 dB	—	sur
3000	3,8 gr	- 0,4 dB	2,7 gr	- 3,4 dB	devient douteuse	X1
5000	3,3 gr	- 1,66 dB	1,7 gr	- 5,6 dB		
7000	2,5 gr	- 4,08 dB	—	—		
10000	1,55 gr	- 8,2 dB	—	—	doit être retouchée	
20000	0,2 gr	- 26 dB	—	—	impossible, doit être commutée en automatique pour faire apparaître la base de temps	

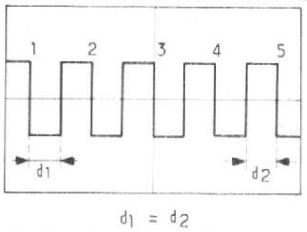


Fig. 8. – Contrôle de la linéarité verticale.

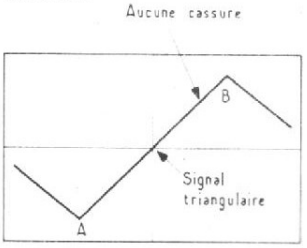


Fig. 9. – Contrôle de la linéarité du balayage horizontal.

RÉPONSE EN IMPULSIONS

L'étude aux fréquences très basses n'est pas utile puisque l'oscilloscope « passe » le continu.

Aux fréquences élevées on peut remarquer, figure 7, que la réponse dépend du gain de sensibilité verticale. Sur X1, on assiste à un dépassement peu gênant et à un temps de montée de 70 ns (le constructeur annonce le même chiffre !). Sur X10, pas de dépassement mais un temps de montée plus long : 110 ns.

LINÉARITÉ EN AMPLITUDE

Le contrôle s'effectue en injectant sur l'entrée verticale un signal triangulaire qui occupe tout l'écran. Si la voie verticale n'est pas linéaire on constatera une cassure de la rampe AB : figure 8.

Dans l'essai que nous avons pratiqué, aucun défaut de ce genre n'a été constaté ; dans le S22, sur n'importe quelle position de l'atténuateur vertical.

ETALONNAGE

Ce contrôle s'effectue tant en amplitude qu'en échelle de temps, en plaçant sur l'entrée Y un signal de fréquence et d'amplitude parfaitement connues. Ces caractéristiques sont vérifiées au moyen d'appareils numériques. La précision de l'étalonnage en amplitude, affiché sur l'atténuateur vertical avoisine ± 5 % dans le cas le moins favorable, tandis que celle de la durée du balayage affiché sur la vitesse de base de temps peut monter, dans certains cas, à ± 10 %, mais avec, dans les gammes intermédiaires, des chiffres voisins de ± 5 %.

LINÉARITÉ DU BALAYAGE

Le manque de linéarité ne peut se constater dans un oscilloscope de bonne qualité que sur les gammes extrêmes de la base de temps. On applique pour la vitesse la plus rapide un train de 5 impulsions carrées : les rapports énergétiques (ou les rapports cycliques) doivent rester constants tout au long de l'écran.

Pour ce contrôle (fig. 9), là encore, on ne constate aucune entorse au cahier des charges du constructeur puisqu'aucune non-linéarité mesurable n'a été constatée.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

Bibliographie : Documentation Telequipment.

Détecteur de métaux
la chasse au trésor grâce à Heathkit

Détecte tous les métaux, précieux ou non : or, argent, cuivre, plomb... jusqu'à 1,80 m de profondeur.
Emission d'un son par haut-parleur, proportionnel à la grosseur et à la proximité de l'objet repéré. Très grande sensibilité. Galvanomètre et casque pour mieux apprécier le rapport grosseur de l'objet métallique/distance. Grande autonomie de fonctionnement : 80 heures.
Alimentation : pile 9 V (non fournie)
Autonomie : 80 heures
Dimensions : plateau de 27 cm de diamètre, manche télescopique de 65 à 90 cm.
Poignée : en inox.
Vendu en kit. Assemblé en deux soirées grâce à l'extraordinaire manuel de montage et d'utilisation en français (40 pages).
Fonctionnement garanti par Heathkit.

Magasin de vente :
84, boulevard Saint-Michel (angle rue Michelet - Métro Port Royal) 75006 Paris.
Tél. 326.18.91.

Vente par correspondance :
France : 47, rue de la Colonie, 75013 Paris. Tél. 588.25.81.
Belgique : 16-18, avenue du Globe 11.90 Bruxelles. Tél. 344.27.32.

Documents et catalogue complet adressés contre deux timbres à 0,80 F.

Découpez ou recopiez
A renvoyer à :
Heathkit – 47, rue de la Colonie, 75013 Paris.

Bon de commande :
de _____ KIT/GD-48 Prix : F _____
de _____ A/GD-48 Prix : F _____

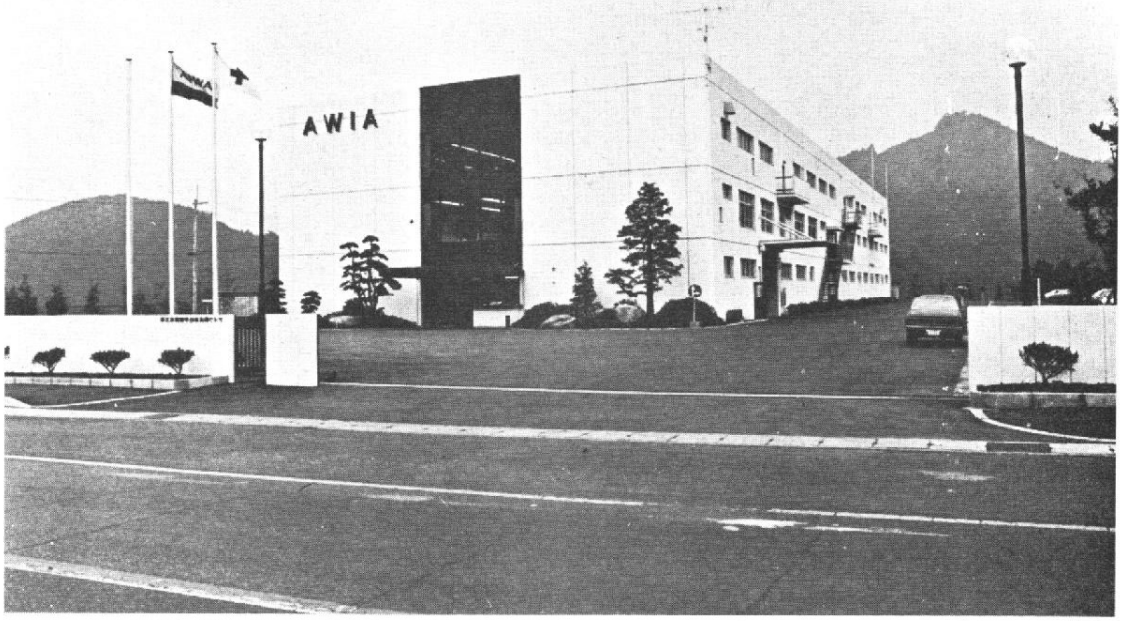
Nom _____
Prénom _____
N° _____ Rue _____
Code postal _____ Ville _____
Ci-joint, mon paiement par :
☐ chèque
☐ C.C.P.
Signature _____

H.P.6.A-76

AIWA

BIENTÔT

25 ANS



AIWA, peu de temps avant de fêter ses 25 ans, le 20 juin 1976, avait invité les distributeurs européens et deux journalistes de cette même Europe à une réunion autour d'un voyage qui devait mener les participants à Tokyo et Singapour.

Réunions de travail, visites de quelques installations de fabrication, à Singapour comme au Japon, visites touristiques également, constituaient l'emploi du temps de ce séjour.

Aiwa est au Japon l'un des trois principaux constructeurs de radio-cassette, avec Sony et Matsushita. La variété de produits est très grande et il suffit de se promener dans le quartier de l'électronique de Tokyo, Akehabara, pour voir les énormes quantités de matériel offertes aux yeux du passant, dans des magasins placés les uns contre les autres et qui se satisfont de cette promiscuité, phénomène impensable en France...

Le siège d'Aiwa est établi à Tokyo, plusieurs immeubles abritent les services administratif et d'étude, ainsi que quelques ensembles de fabrication. Les usines japonaises sont installées à Iwate, Utsonomya et Singapour, cette dernière usine appartient en fait à 49 % seulement à Aiwa, travaille en sous-traitance cette marque et produit également du matériel pour des sociétés françaises comme Thomson-CSF.

Nous avons pu visiter la nouvelle usine d'Utsonomya. L'ancienne usine emploie 830 personnes et a été installée en 1960. La surface au sol est de 19 800 m^2, elle est équipée de 8 chaînes de montage et a un chiffre de production de 3,3 millions de dollars par mois. La nouvelle usine emploie 410 personnes, a une surface au sol de 25 000 m^2, 3 chaînes de montage et un chiffre de 1,7 millions de dollars par mois. La rentabilité des deux usines semble donc être la même. La seconde usine, mise en service en avril 1975 sera bientôt (fin juin) complétée par une seconde, identique à la première.

Les usines sont spécialisées dans certaines lignes de produits. Par exemple, à Utsonomya I, on fabrique des magnétophones AD 1800, 6 500, des ampli-tuners 7500 et des chaînes compactes 5080. Utsonomya 2 fabrique des magnétophones AD 6300 des radio enregistreurs TPR 930 stéréophoniques et aussi des appareils qui seront vendus sous d'autres marques.

L'usine d'Utsonomya construit des moteurs de magnétophones sur des machines automatiques construites sur place. Les porte-balais de nylon sont moulés sur place et toutes les dix secondes un porte-balai tombe, tout chaud dans un papier, sans l'ombre d'une intervention humaine. Les balais eux-mêmes sont faits sur place, d'un côté un rouleau de feuillard de bronze au béryllium, une presse ensuite, un traitement thermique et à la fin de la chaîne, le porte-balai de nylon a rejoint les balais et aussi un papier en bronze fritté.

Les rotors sont bobinés automatiquement, les trois pôles à la fois. L'électronique de régulation de vitesse est maintenant intégrée au moteur, elle est câblée sur place puis montée sur le moteur qui passe alors au banc des mesures : mesure de vitesse, de couple, réglage de vitesse. Une fois les moteurs terminés (montage hors poussière), ils passent au banc où ils vont tourner pendant huit heures de suite. Certains d'entre eux seront pris par le service de contrôle où ils subiront des tests plus poussés comme un essai en charge de 1 000 heures avec contrôle de la régularité de vitesse.

Les contrôles sont particulièrement importants. 30 % du prix de l'appareil représentent le contrôle. Contrôle à la réception des composants, contrôles des modules précâblés, contrôle des sous-

ensembles, réglages sur plusieurs postes, test final, essais aux chocs, essais d'isolement suivant les normes internationales en vigueur. Là aussi les appareils sont pris pour des tests par prise d'échantillon. Ces appareils subissent des essais complets et si un défaut apparaît, c'est la chaîne qui est stoppée jusqu'à ce qu'on ait remédié au défaut.

Les services d'étude nous ont présenté certaines de leurs réalisations, comme un moteur asservi optiquement, une table de lecture à entraînement direct originale, un super magnétophone à cassette avec tête de contrôle, générateur incorporé, réglage externe de la prémagnétisation, double Vu-mètre à deux aiguilles, l'une pour la crête, l'autre pour indiquer la valeur moyenne.

D'autres appareils radiocassette sont aussi prévus, l'un se distingue par des touches qui peuvent être manipulées par pression, que le magnétophone soit vertical ou horizontal. Magnétophone portatif aussi à titre de prototype, nous avons pu voir aussi un appareil à cassette BASF Unisette prévu pour une utilisation en tétraphonie. A propos de tétraphonie, le Japon ne semble pas prêt à l'adopter, les appareils présentés dans les magasins restent traditionnellement stéréophoniques...

Aiwa fabrique aussi des micros, par exemple, nous avons pu voir deux micros qui avaient été spécialement fabriqués pour la venue de la Reine d'Angleterre au Japon. Certains de ces micros, professionnels, sont utilisés par les chaînes de télévision, la gamme de ce constructeur est importante dans cette catégorie de produits, le micro est le complément indispensable du magnétophone, même s'il est souvent incorporé, sous forme d'électret dans les appareils.

Des nouveautés plus proches maintenant avec un magnétophone à pupitre incliné : le 1250 équipé d'un Dolby, de commutateurs pour bande au chrome ou au fer, etc.

La gamme HiFi, relativement récente, s'étend, nous avons vu plusieurs chaînes compactes de diverses puissances, nous vous les signalerons dans notre rubrique de nouveautés lorsqu'elles seront à l'aube de leur distribution en France. En fait, cette distribution devrait se faire, pour les produits non expérimentaux, pour les fêtes de Noël et même avant. La rentrée sera riche en nouveautés.

Singapour, c'est un autre paradis de l'électronique, pourtant le climat y est particulièrement humide. Plusieurs usines sont installées là-bas, en face de l'usine Atlas, qui construit pour Aiwa, une usine NS par exemple. A Singapour, on trouve aussi pas mal de matériel de toutes marques cette fois, offerts à des prix qui feraient rêver tous les amateurs de HiFi Français... Ne remuons pas le couteau dans la plaie... C'est un vieux problème.

E.L.

Photo B. – Une des chaînes de fabrication.

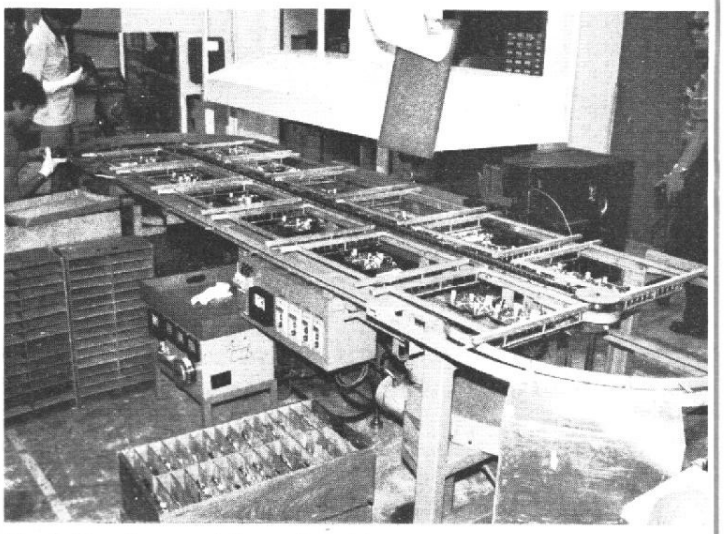
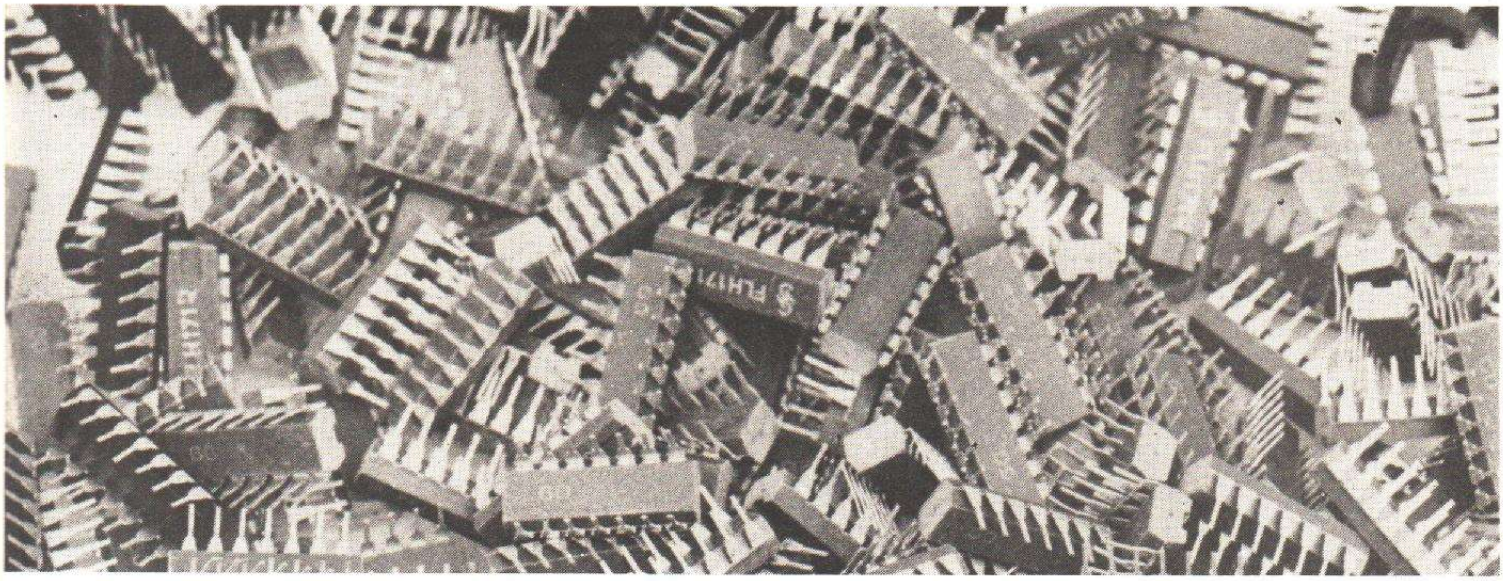


Photo C. – Carrousel de soudure à la vague.

Photo A. – Machine à riveter pour le montage des platines de magnétophone.

Photo D. – Montage de récepteurs de poche.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN TACHYMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Le tachymètre électronique est un instrument relativement simple à fabriquer, il n'est pas toujours nécessaire de faire appel à un circuit intégré. Celui que nous vous proposons ici est un peu différent des autres. Habituellement, le tachymètre est prévu pour être installé sur une automobile et dispose d'un circuit d'entrée qui capte les impulsions que l'on peut tirer de la bobine d'allumage, suivant le nombre de cylindres du moteur, on étalonne l'instrument. Ici, on peut mesurer directement, sur un arbre, une vitesse de rotation.

Le compte-tour électronique, c'est un démodulateur de signaux modulés en fréquence, c'est aussi un fréquencemètre ; si on le dote d'un afficheur digital, il devient complexe mais sa précision est élevée, le tachymètre digital est utile lorsque la vitesse ne varie que dans des limites faibles ou lorsqu'il s'agit de régler cette vitesse (cas d'un moteur de tourne-disque ou de magnétophone par exemple). L'affichage digital ou numérique possède l'inconvénient de ne pas répondre instantanément, le circuit de comptage ne travaillant que de temps en temps. Un autre de ses inconvénients est de ne pas donner la tendance d'une variation de vitesse, il est difficile de juger d'un maxima avec un tachymètre digital alors que la position d'une aiguille se verra instantanément. L'aiguille répond avec une constante de temps voisine de celle du moteur ou même plus rapidement ; l'œil appréciera également les pourcentages de variation de la vitesse, ce qui exige un calcul avec un instrument du type digital. Nous vous proposons ici un tachymètre à aiguille, il fallait bien le justifier ! Les appareils à chiffres font évidemment plus modernes, ceux à aiguille sont moins chers et rendent des services aussi importants, sauf bien sûr lorsque la précision est le premier but recherché.

Notre tachymètre est construit autour d'un unique circuit intégré. Nous l'avons étalonné de 1 000 à 10 000 tours par minute en nous aidant d'un générateur BF et d'un fréquence-mètre qui, lui, était numérique. Si vous ne possédez pas ce fréquence-mètre, rien ne vous empêchera d'effectuer les étalonnages, nous vous donnerons une méthode. Ce circuit intégré est attaqué par une petite barrière photo-électrique qui vous permettra, une fois que vous aurez mis un capteur sur l'axe du moteur, d'effectuer une mesure sans perturber le

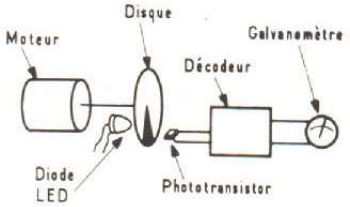


Fig. 1. – Synoptique du tachymètre.

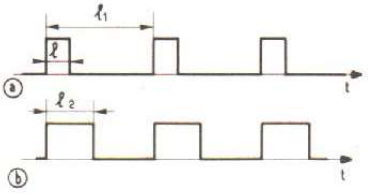


Fig. 2. – Diagramme des tensions à l'entrée et à la sortie.

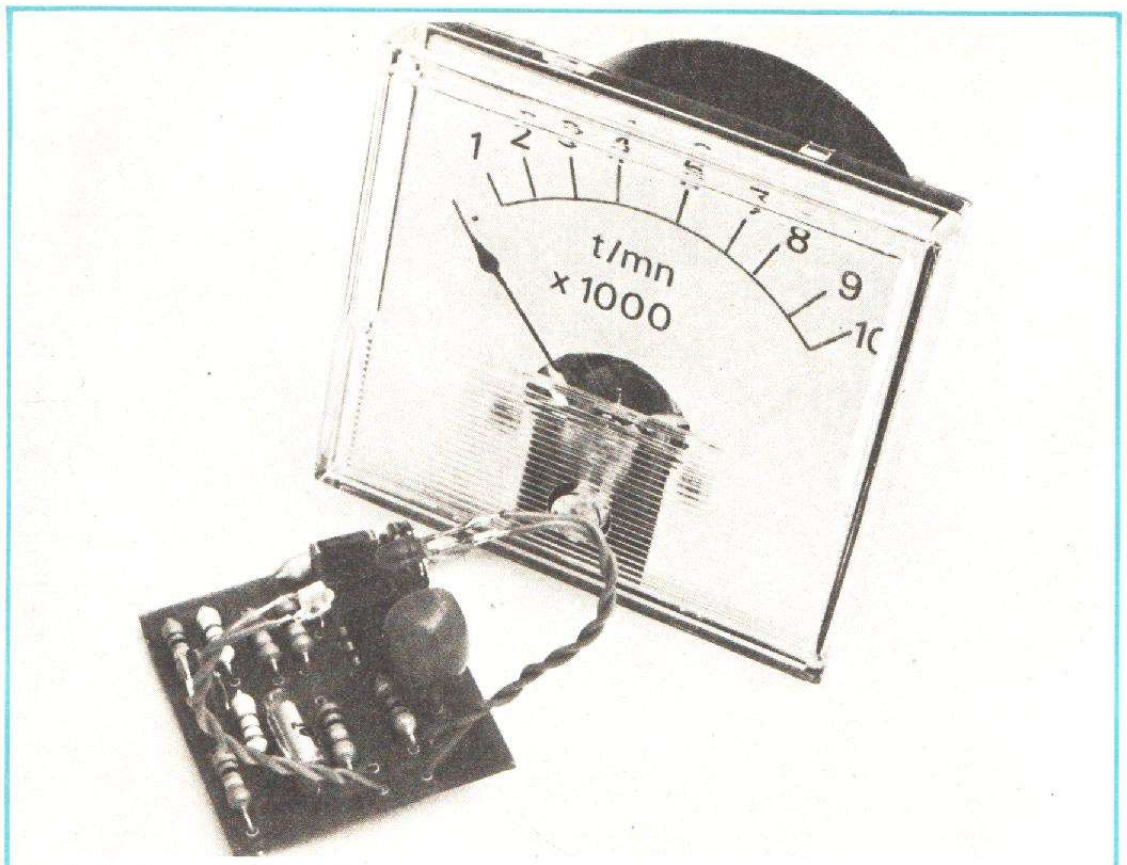


Photo A. – Le montage terminé.

moteur. Vous pourrez réaliser un compte-tour peu encombrant, la pièce la plus grande du montage étant sans aucun doute un galvanomètre que nous avons choisi relativement grand, il faut que les graduations restent lisibles si on désire une précision suffisante. On pourra ainsi utiliser le cadran d'un multimètre.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 représente le synoptique de l'installation. Une diode électroluminescente ou toute autre source lumineuse éclaire un photo-transistor ; lorsque le disque transparent portant un repère opaque passe devant le photo-transistor, le courant traversant le photo-transistor subit une modification. A chaque tour du disque, on retrouve cette modification de l'intensité. Le décodeur se charge de traiter les impulsions du photo-transistor et de donner naissance à un courant qui traversera le galvanomètre. Le décodeur est conçu de façon à donner un courant proportionnel à la vitesse de rotation, donc à la fréquence des impulsions lumineuses.

La figure 2 représente la première transformation que l'on fait subir au signal, en (a), nous avons représenté le signal du photo-transistor. Le disque portant un secteur opaque provoquera une occultation du photo-transistor, la durée de cette occultation dépendant de l'angle de ce secteur. A chaque tour, le secteur repasse devant le photo-transistor ; au bout du temps l_1, on retrouve une impulsion identique à la précédente. Plus la vitesse de rotation du disque est grande et plus les impulsions seront rapprochées, la distance l_1 sera diminuée, l également. Le signal du photo-transistor commande un monostable. Ce monostable délivre des impulsions dont la durée est constante, diagramme b. Si on rapproche les impulsions, c'est-à-dire si la vitesse de rotation du disque change, on obtiendra le diagramme de la figure 3, « a » lorsque la vitesse sera basse ; « b » lorsqu'elle sera élevée.

Pour tirer une information analogique (courant ou tension) lisible sur un galvanomètre, considérons la figure 4. De 0 à T_1, c'est-à-dire pendant la durée l_1, le galvanomètre sera alimenté par la tension U, il aura tendance à dévier au maximum. De T_1 à T_2, la tension appliquée au galvanomètre sera nulle, comme l'aiguille aura dévié de 0 à T_1, elle aura maintenant tendance à revenir en position de repos, il lui faut un certain temps et si les impulsions de commande sont suffisamment proches les unes des autres, les mouvements de l'aiguille seront imperceptibles.

La quantité de courant qui passera dans le cadre de l'indicateur sera égale à $u/R \times l_1$ (R étant la résistance du galvanomètre). Comme l'aiguille dévie en permanence, on peut considérer que le cadre est traversé par un courant u/R. La quantité de courant est représentée par la surface des impulsions, les deux surfaces hachurées (1) et (2) sont égales, l_1 est fixe, l_2 est inversement proportionnel à la fréquence ; nous aurons donc une relation finale établissant la proportionnalité entre le courant traversant le galvanomètre et la fréquence des impulsions d'entrée.

Une limite n'apparaît pas ici, c'est l'excès de vitesse. En effet, si l_1 devient supérieur à l_2, il y a recouvrement des impulsions ce qui, physiquement, ne correspond à rien, on a une saturation et l'aiguille reste immobilisée, indiquant la vitesse maximale. Pratiquement, on utilisera une durée l_1 inférieure à la moitié de la période maximale.

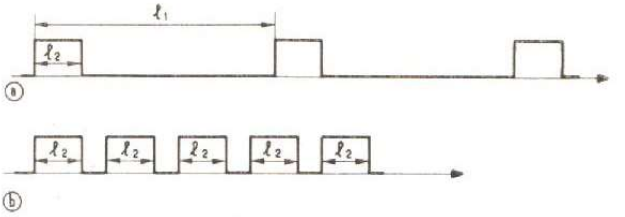


Fig. 3. – Comportement avec la vitesse de rotation.

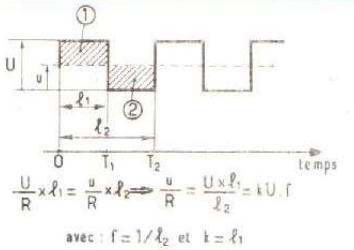


Fig. 4. – Extraction de la valeur moyenne, proportionnelle à la fréquence, donc la vitesse de rotation.

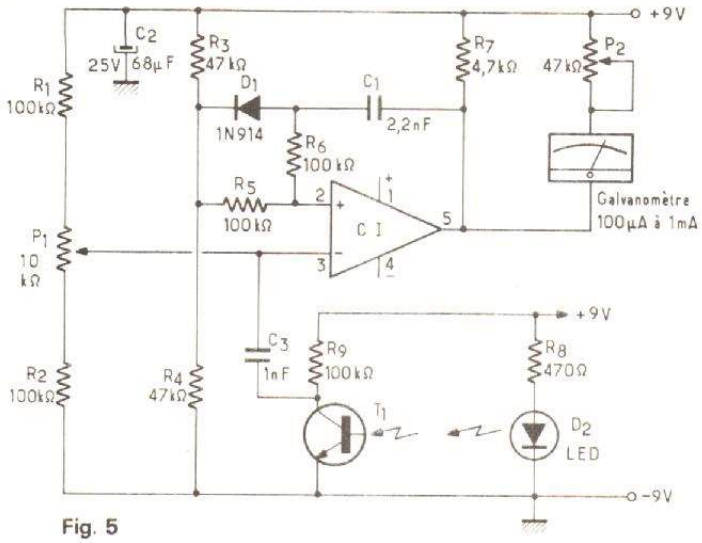


Fig. 5

SCHÉMA DE PRINCIPE

L'électronique de ce tachymètre est construite autour d'un circuit intégré TAA 861A, en circuit en boîtier plastique à six pattes. C'est un amplificateur opérationnel à entrée différentielle et à grand gain, nous l'utilisons ici comme monostable et profitons du grand gain pour permettre le déclenchement à partir de signaux de très faible amplitude, signaux qui seront issus du photo-transistor.

La diode LED éclaire le photo-transistor, dans le cas d'une utilisation externe, on pourra utiliser toute autre source de lumière, non pulsée. Suivant le photo-transistor utilisé, on aura une distance entre source lumineuse et détecteur plus ou moins élevée. Plus le photo-transistor sera sensible et plus on pourra éloigner la source lumineuse du détecteur. Nous n'avons pas précisé ici de type de photo-transistor, nous en avons essayé plusieurs avec succès, comme les références dépendent des fabriquants de semi-conducteurs, nous aurions pu mettre une page de référence, ce qui aurait manqué d'intérêt. Les impulsions de sortie du photo-transistor sont prises sur son collecteur, par l'intermédiaire de la résistance de 100 kΩ. Elles sont transmises à l'entrée du circuit intégré par un condensateur de dérivation qui ne transmet que les transitions, sans tenir compte des conditions d'éclairement externes qui font varier la tension de collecteur du photo-transistor.

Le monostable peut, suivant la position du potentiomètre de polarisation P_1 avoir deux états stables en sortie, états qui seront modifiés par la présence d'impulsions d'entrée. Ici, le galvanomètre est disposé entre le pôle positif de l'alimentation et la sortie du circuit intégré, cette précaution est indispensable car le circuit intégré en question possède une sortie à collecteur ouvert ; il lui faut donc une résistance de charge, si le galvanomètre avait été placé entre la masse et la sortie du circuit intégré, la tension de saturation du transistor de sortie aurait obligé à faire un décalage du zéro de l'indicateur.

Le potentiomètre permet de bloquer le transistor de sortie du circuit intégré, il faut donc que le potentiel de l'entrée inverseuse (—) soit inférieur à celui de l'entrée non inverseuse. Cette dernière est polarisée par un pont de deux résistances égales ; nous avons utilisé pour la polarisation de l'entrée 3 un potentiomètre avec deux résistances de butée de 100 kΩ. Ces résistances de butée permettent d'avoir des réglages faciles.

Lorsque une impulsion positive arrive sur l'entrée inverseuse, la tension de sortie passe à zéro, à ce moment, le condensateur C_1 qui était chargé à la moitié de la tension d'alimentation se charge au travers de R_6 et R_5 et transmet à l'entrée non inverseuse du circuit intégré une tension qui tend à maintenir le circuit intégré conducteur, une fois que le condensateur a trouvé sa nouvelle charge, le courant disparaît dans les résistances (il ne reste que le courant d'entrée du circuit intégré) et le circuit retrouve son état initial, C_1 se charge à nouveau au travers de la diode D_1, on applique là encore une réaction positive sur l'entrée non inverseuse. La diode D_1 permet d'avoir une charge rapide du condensateur, cette rapidité est destinée à pouvoir faire travailler le circuit intégré avec un rapport cyclique élevé, ce qui est utile pour détecter une vitesse de rotation élevée. La durée de conduction du circuit intégré, donc de passage du courant dans le galvanomètre est déterminée par la valeur du condensateur C_1 et des résistances R_6 et R_7, R_3 et R_4 intervenant également mais à un degré moindre.

RÉALISATION

Le nombre de composants est réduit et prête à une réalisation sur circuit imprimé gravé à la main, sur Veroboard ou encore plaquette à pastilles. Les composants seront installés sur le circuit imprimé suivant notre plan d'implantation. Il est bon, avant de procéder au câblage de vérifier la correspondance entre le schéma de principe, le plan du circuit imprimé et la liste des composants, une erreur pouvant être introduite au

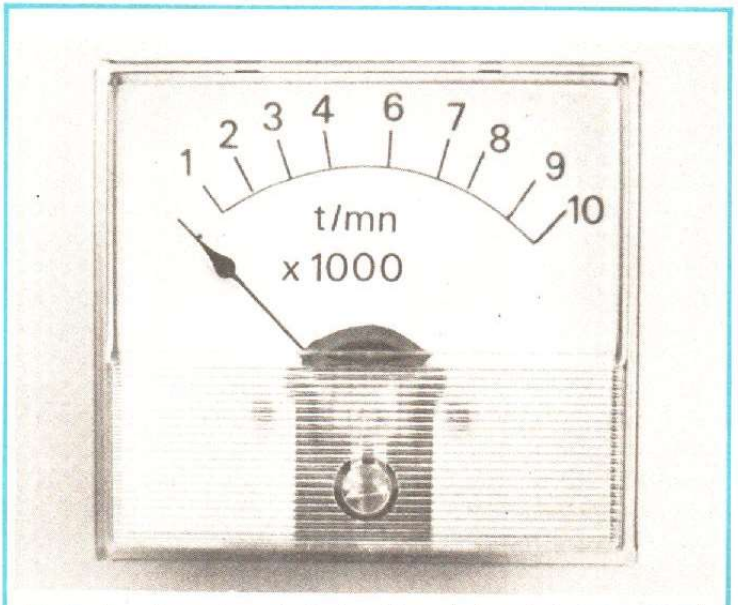


Photo B. – Le cadran du tachymètre n'est pas rigoureusement linéaire, il s'agit ici de défaut du circuit magnétique du galvanomètre.

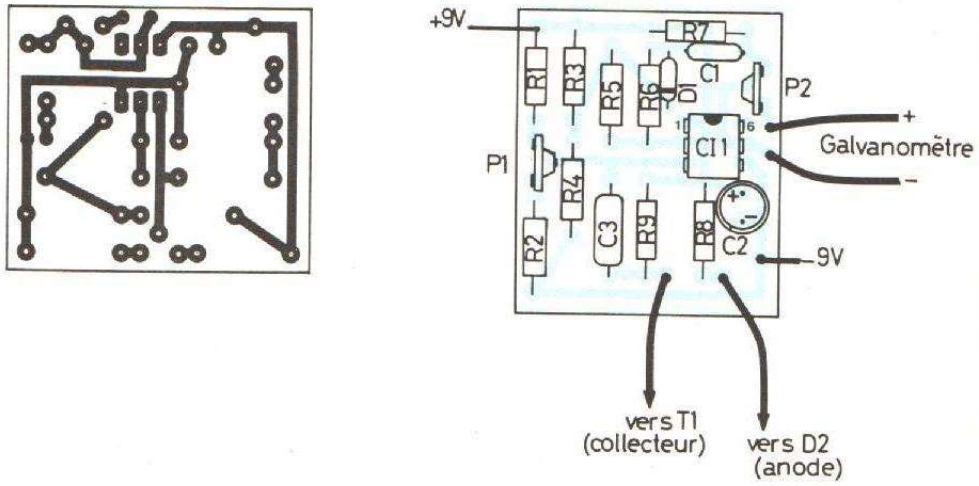


Fig. 6. – Circuit imprimé et implantation des composants.

moment de l'impression. Le photo-transistor et la diode électro-luminescente seront montés sur des fils rigides torsadés. On pourra ainsi les mettre en place devant le disque de contrôle de la vitesse. On règlera la distance entre photo-transistor et diode LED pour que le fonctionnement soit correct. Le potentiomètre P_1 sera ajusté en plaçant d'abord son curseur de façon à ce que le galvanomètre dévie complètement, on reviendra ensuite à une position telle que la déviation soit nulle en l'absence d'impulsions d'entrée.

ÉTALONNAGE

C'est sans doute l'opération la plus complexe de toute la réalisation, nous avons utilisé un galvanomètre extrait d'un vu-mètre de fabrication japonaise dont la linéarité n'est pas exemplaire du tout, comme vous pouvez le voir sur les photos, on remarquera en effet que les graduations sont loin d'être équidistantes, particulièrement entre le 7 et le 8. Pourtant, notre étalonnage a été effectué à partir d'un générateur BF dont la fréquence était contrôlée par un fréquencemètre numérique. Plusieurs points permettent l'étalonnage. On peut régler la constante de temps, c'est-à-dire agir sur le condensateur C_1, on peut aussi et c'est ce qui est le plus pratique, agir sur la résistance variable P_2. Le condensateur C_1 permettra de choisir la gamme. Pour une vitesse maximale de 10 000 t/mn, on prendra un condensateur de 2,2 nF, pour 5 000 t/mn 4,7 nF, pour 2 500 t/mn 10 nF, une règle de trois suffira à déterminer la valeur de C. Si vous disposez d'un générateur BF et d'un fréquencemètre, il suffira d'injecter sur le transistor T_1 des impulsions, de préférence brèves à une fréquence de répétition connue. La vitesse s'exprime en tours/mn, il faut faire la conversion en tour/seconde pour avoir la fréquence du générateur. On peut également utiliser une autre méthode qui évite les branchements, si le générateur BF délivre une tension suffisante, on l'utilisera pour alimenter une diode LED, diode qui délivrera des ondes lumineuses pulsées qui seront exploitées par le photo-transistor. Le secteur peut aussi servir de référence, une ampoule néon alimentée en alternatif délivre une onde pulsée à 100 Hz (6 000 t/mn) alimentée par une onde redressée mono-alternance. C'est du 50 Hz (3 000 t/mn) qu'on obtiendra. On pourra aussi employer un moteur asynchrone. Si on désire avoir un galvanomètre linéaire, on pourra utiliser un contrôleur universel sur la gamme 0-10 V pour 0-10 000 t/mn ou une autre gamme. Il suffira d'étalonner un point pour que l'ensemble de la gamme soit correcte, nous avons vu que le courant était proportionnel à la fréquence, à la vitesse de rotation.

L'alimentation du tachymètre devra être soignée, nous avons vu en effet que la déviation était aussi proportionnelle à l'amplitude des signaux de sortie ; il serait possible de calibrer ces signaux par un système à écrêtage ce qui compliquerait le montage. Le montage à circuit intégré pourra être alimenté par une pile de 9 V, par contre, on pourra alimenter la diode LED qui consomme une énergie relativement importante par une pile auxiliaire, la tension de 9 V chutera moins vite. On pourra aussi, en utilisant le galvanomètre faire un circuit de contrôle de tension. Dernière solution : mettre une alimentation à diode zener, il faudra alors utiliser une tension d'alimentation supérieure à 9 V. Dans ce cas, on pourra alimenter la diode LED en la plaçant en série avec l'alimentation.

LE DISQUE CAPTEUR

Le monostable que nous avons construit se commande par impulsion, une impulsion positive fait conduire le transistor de sortie mais une

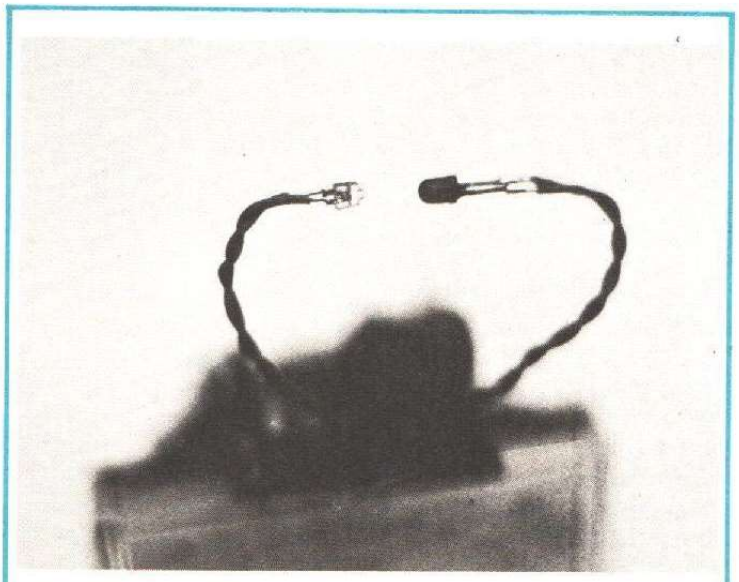


Photo C. – La diode LED et le photo transistor montés face à face.

impulsion négative pourra le commander à nouveau et cette fois bloquer le transistor de sortie avant la fin de la période normale de temporisation. Si l'impulsion négative qui suit l'impulsion de déclenchement et qui est due à l'éclairement du photo-transistor après son occultation arrive à un mauvais moment, il y aura retour prématuré à la condition initiale du monostable et par conséquent une erreur de mesure. La durée du monostable sera celle du passage du barreau devant le photo-transistor. Il n'y aura donc pas de démodulation de fréquence. Pour pallier le photo-transistor, il faut que les deux impulsions se suivent de très près c'est-à-dire que l'occulation du photo-transistor dure 10 % ou 90 % de la période. Le disque pourra soit être plein avec un trou occupant un angle inférieur ou égal à 30°, ou encore être transparent avec un secteur de cette ouverture (fig. 7).

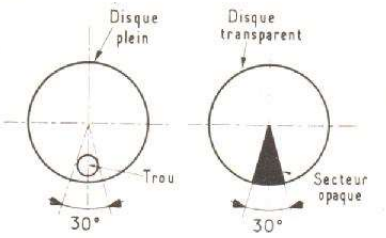


Fig. 7

Le fonctionnement de ce tachymètre est correct une fois que le potentiomètre P_1 a été réglé. Dans certaines conditions d'éclairement difficile, on peut être amené à renforcer la source lumineuse ou à protéger le photo-transistor. Pour ces cas d'espèces, vous avez évidemment toute liberté d'action. Vous pourrez aussi faire un capteur qui se montera en bout d'arbre, faire un système à entraînement par friction, les exemples de capteurs ne manquent pas. Pour une vitesse lente, on pourra utiliser un disque percé d'une multitude de trous, la vitesse réelle sera alors divisée par le nombre de trous.

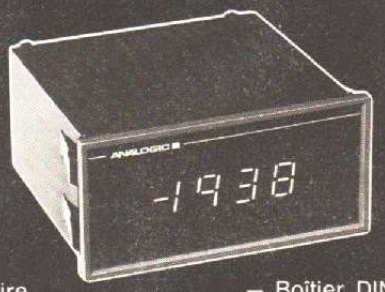
Ce tachymètre est relativement simple, correctement étalonné, il autorise une mesure avec une précision de 2 % environ, alors, le circuit intégré pourquoi pas ?

Etienne LÉMERY

LISTE DES COMPOSANTS

R_1, R_2, R_5, R_6, R_9 : résistances 100 kΩ 5 % 1/4 W
R_3, R_4 : résistances 47 kΩ 5 % 1/4 W
R_7 : résistances 4,7 kΩ 5 % 1/4 W
R_8 : résistance 470 Ω 5 % 1/4 W
C_1 : condensateur Mylar 2,2 μF
C_2 : condensateur chimique 68 μF 25 V
C_3 : condensateur Mylar 1 nF
D_1 : diode 1N914
D_2 : diode LED, électroluminescente
T_1 : photo transistor, référence suivant marque
C.I. : TAA 861 A, Siemens, Sescosem
P_1 : potentiomètre ajustable 10 kΩ
P_2 : potentiomètre ajustable 47 kΩ
Galvanomètre : 100 μA à 1 mA

ANALOGIC®
Le voltmètre le plus économique
Le cœur de votre équipement de labo, pour
600 F T.T.C. *seulement !*
±2000 points - 0,05 % **un seul chip LSI MOS**
Affichage LED 13 mm

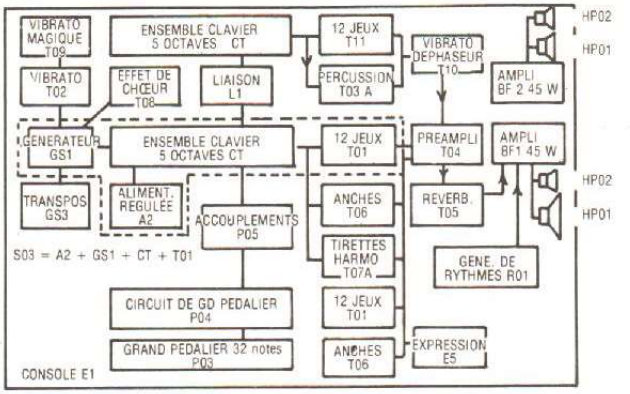


— Bipolaire
— Auto-zéro - double rampe
— Boîtier DIN
— MTBF 60 000 heures

kontron electronique
La Boursidière R. N. 186
92357 - Le Plessis-Robinson - Tél. 630.36.72
TELEX : 250.819

avec les ENSEMBLES MODULAIRES **KITORGAN**
vous pouvez monter **progressivement** le plus complet des orgues électroniques

Haute qualité sonore, due aux procédés **ARMEL.**
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synthétiseur d'octave, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la livraison en KITS, en vente directe, sans intermédiaire.
Instruments utilisables aussi bien en **classique qu'en variétés.**



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio : 56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :
SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY
Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « **CONSTRUIRE UN ORGUE** »
Ci-joint **5 F** en timbres.

NOM : .....
Profession : .....
Adresse : .....
.....
.....
Signature :

HP JUIN 76

AVEC LE SYSTEME DE VISUALISATION

TTL TEST A DIODES

(Suite voir N° 1553)

AVANT d'entamer notre série d'articles sur les circuits intégrés qui réalisent des fonctions logiques, nous avons estimé qu'il était indispensable de faire un bref rappel des notions dont nous aurons besoin, des termes que nous rencontrerons fréquemment et de certaines caractéristiques propres à ces circuits.

Nous nous référerons, en particulier, aux différents documents relatifs à la normalisation des circuits intégrés. Notre propos se limitera aux informations utiles à connaître pour l'emploi, par l'amateur, de ces circuits.

Comme nous l'avons déjà précisé dans nos précédents articles, nous nous intéresserons plus particulièrement aux C.I. de la famille TTL c'est-à-dire Transistor, Transistor Logic, économiques et commodes d'emploi pour l'amateur.

Bien entendu, comme à l'accoutumée, nous répondrons à toute demande de renseignements que vous nous ferez parvenir sur ce sujet.

Afin que tous les utilisateurs de composants électroniques se comprennent et parlent le même langage, ces composants ont été soumis à des règles de normalisation, tant pour leur représentation graphique sur les schémas, la définition conventionnelle de leurs fonctions, que pour leurs formes géométriques, leurs dimensions, le brochage des boîtiers destinés à les recevoir. Les circuits intégrés logiques n'échappent pas à cette règle.

LA NORMALISATION

Parmi les normes qui régissent les circuits intégrés logiques, on trouve notamment :

— le document ANSI Y 22 14-1973 de l'American National Standard (ANS)

— le document NFC 03 108 de juillet 1970

— la publication 117-15 édition 1 (1972) de la Commission Electrotechnique Internationale (International Electrotechnical Commission-IEC)

— les notes directives du CNET (Centre National d'Etudes de Télécommunications) en particulier, NDC 03-9521/C et 03-4100.

LA REPRÉSENTATION GRAPHIQUE

La figure 1, extraite de la documentation Sescosem, donne les représentations graphiques des fonctions élémentaires ET, ET-NON, OU, OU-NON, Opérateur de puissance, Inverseur et Opérateur ET-OU-NON.

La nouvelle symbolisation qui est représentée sur cette figure est conforme aux normes en vigueur actuellement. C'est donc cette représentation qui devra être utilisée pour toute réalisation industrielle.

L'ancienne symbolisation reste cependant très répandue et ses graphismes sont assez parlants, aussi pour ne pas introduire de difficultés supplémentaires dans la compréhension des articles qui suivront celui-ci, nous utiliserons ce type de représentation des fonctions logiques.

LES CONVENTIONS LOGIQUES

Il a été tout de suite nécessaire d'adopter une règle commune pour transposer, sur le plan pratique, les raisonnements logiques conduisant à la construction de systèmes. C'est pourquoi les commissions de normalisation ont élaboré un certain nombre de conventions. Nous empruntons à la Note Directive du CNET NDC 03-4100 les éléments suivants :

— Logique positive

Convention de logique pour laquelle **l'état logique 1** est affecté à un potentiel **plus positif** que celui de l'**état 0.**

— Logique négative

Convention de logique pour laquelle l'**état logique 1** est affecté à un potentiel **plus négatif** que celui de l'**état 0.**

— Règles relatives à la notation de convention logique

Le type de logique peut être indiqué soit :

— par une annotation portée sur le schéma

— par un symbole complé-

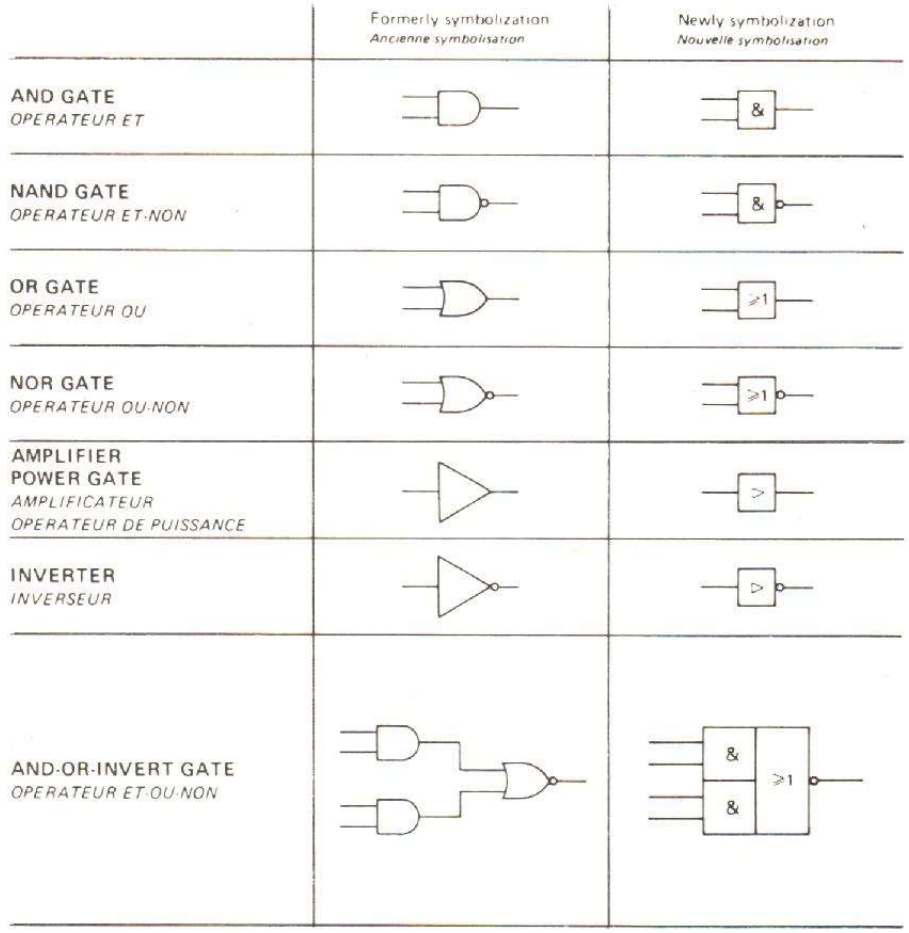


Fig. 1

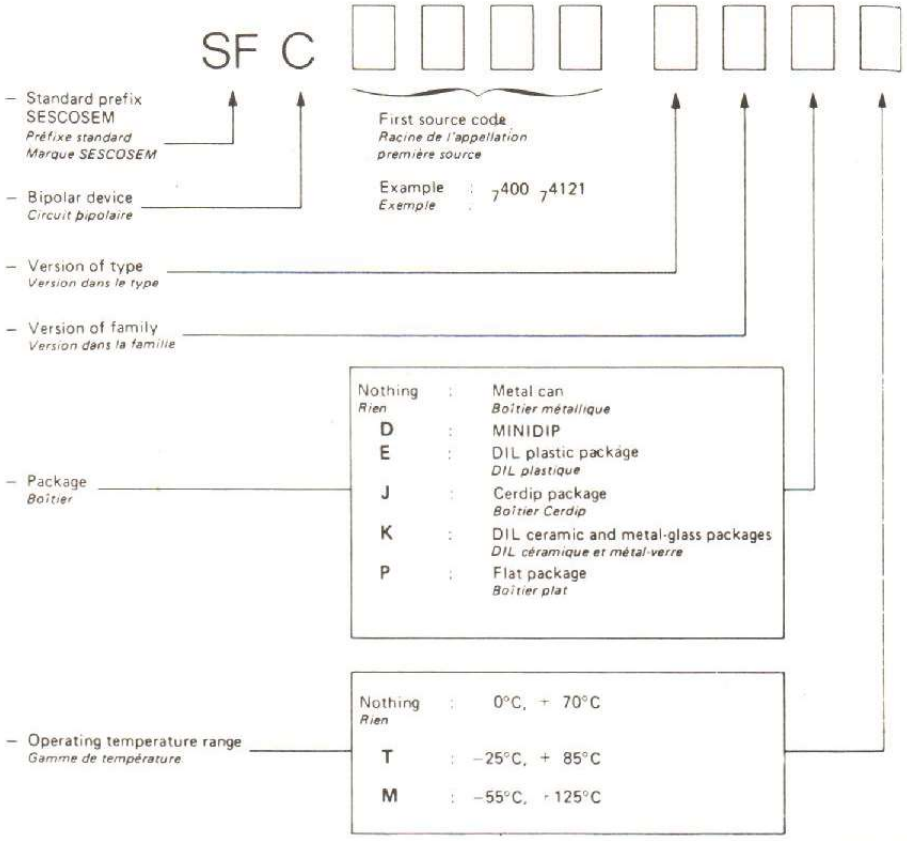


Fig. 2

mentaire de polarité dans le cas de la logique négative
— l'absence d'annotation ou de symbole complémentaire correspond **par convention** au cas de la logique positive.

LA TERMINOLOGIE

Nous n'avons pas l'intention, dans ce paragraphe, de passer en revue l'ensemble des termes employés en électronique logique mais de rappeler simplement la signification de certains d'entre eux.

— L'**état logique,** appelé également **niveau logique** correspond à la caractéristique de potentiel des entrées ou des sorties d'un circuit, compte tenu de la convention logique et du type de circuit considéré.

En pratique, pour les circuits de la famille TTL, il se vérifie par la présence d'une tension de l'ordre de 0,5 volts au niveau 0 et de l'ordre de 4 volts au niveau haut.

— La « **Table de vérité** » que nous appellerons aussi « **table de fonctionnement** », permet sous la forme d'un tableau, de noter tous les états logiques possibles pour un circuit déterminé.

Nous rencontrerons très fréquemment cette « table de vérité » dans nos prochains articles. Nous les visualiserons, en particulier, à l'aide du TTL Test-à-diode que nous vous avons proposé dans le numéro 1553 du 15 mai 1976 du « Haut-Parleur ».

— La « **sortance** » ou **facteur pyramidal de sortie** correspond à la faculté, pour la sortie d'un circuit, de commander, sans altération des performances, un certain nombre d'entrées d'autres circuits.

— Le « **facteur de charge d'entrée** » correspond à la « consommation » d'un circuit sur la « sortance » d'un autre.

La sortance et le facteur de charge d'entrée s'expriment par des nombres. Pour réali-

ser un assemblage correct, il faut que le nombre de « sortance » soit au moins égal au total des nombres de « facteur de charge d'entrée » qui sont concernés dans le montage. Ces indications sont données dans les catalogues des constructeurs.

Il existe bien d'autres termes qui correspondent à des paramètres importants des circuits logiques. Leur définition dépassant le cadre de cet article, nous invitons nos lecteurs à se reporter à l'abondante bibliographie existant sur ce sujet.

LES DÉFINITIONS CONVENTIONNELLES DES FONCTIONS LOGIQUES

Chaque fonction logique fait l'objet d'une définition précise. Nous avons puisé dans les documents cités au début de cet article les définitions du tableau 1.

Nous indiquons également tableau 2 les définitions correspondant à des opérateurs combinatoires complexes. Les fonctions ainsi réalisées peuvent d'ailleurs être réalisées par association des fonctions élémentaires que nous venons de voir.

L'IDENTIFICATION DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Comme tous les composants électroniques, les circuits intégrés logiques sont identifiés par marquage d'un symbole conventionnel de référence.

Ces symboles comportent le plus souvent des éléments particuliers au fabricant et une racine commune qui définit le type de circuit.

Nous indiquons, figure 2, la définition du marquage des circuits TTL fabriqués par Sescosem.

TABLEAU 1

FONCTION	DÉFINITION
ET (AND)	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **toutes** les entrées sont dans l'état 1 sinon elle est dans l'état 0.
OU (OR)	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **une ou plusieurs** entrées sont dans l'état 1 sinon elle est dans l'état 0.
INVERSEUR	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **l'entrée** est dans l'état 0 sinon elle est dans l'état 0.
ET-NON (NAND)	La sortie est dans l'état 0 si, et seulement si, **toutes** les entrées sont dans l'état 1 sinon elle est dans l'état 1.
OU-NON (NOR)	La sortie est dans l'état 0 si, et seulement si, **une ou plusieurs** entrées sont dans l'état 1 sinon elle est dans l'état 1.
OPÉRATEUR (de puissance)	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, l'**entrée** est dans l'état 1 sinon elle est dans l'état 0.

TABLEAU 2

FONCTION	DÉFINITION
SEUIL LOGIQUE	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **le nombre d'entrées** qui sont dans l'état 1 est **supérieur ou égal** à un nombre significatif « m » explicité par un symbole distinctif.
MAJORITÉ	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, les **entrées** dans l'état 1 sont **en majorité.**
m et seulement m	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **« m » de ses « n » entrées** sont dans l'état 1.
OU-EXCLUSIF	La sortie est dans l'état 1 si **une,** et **seulement une entrée** est dans l'état 1.
IDENTITÉ LOGIQUE	La sortie est dans l'état 1 si, et seulement si, **toutes** les entrées sont dans le **même état.**

Nous voyons sur cette figure que les deux premières lettres identifient le fabricant (SF) ; la lettre C indique dans notre cas qu'il s'agit de circuits bipolaires.

Le groupe de trois ou quatre chiffres qui vient immédiatement après correspond à la « racine de l'appellation de première source » c'est-à-dire à la définition du type de circuit.

On peut voir ainsi que le SFC **400** de Sescosem remplit les mêmes fonctions que les : SN **7400** (Texas) DM **7400** (NS) etc.

L'avant-dernière lettre du code Sescosem correspond au type de boîtier qui contient le circuit.

Il arrive que certains utilisateurs de grandes quantités de circuits logiques demandent au fabricant un marquage particulier ; l'amateur ne disposant pas de renseignements d'équivalence, devra donc être très circonspect dans ce cas.

LES BOITIERS

Il existe plusieurs types de boîtiers pouvant contenir des circuits intégrés logiques.

Ils peuvent différer par leur forme comme l'indique la figure 3, ou par la nature du matériau qui les compose (métal, plastique, céramique, etc.).

Pour permettre à l'utilisateur d'effectuer commodément l'implantation des circuits intégrés, les boîtiers ont été normalisés et tolérancés.

Nous examinerons les principaux types de boîtiers que l'amateur pourra rencontrer.

La figure 4, extraite de la documentation Sescosem donne les caractéristiques dimensionnelles de ces boîtiers.

Le type CB 78 (TO 85) sera rarement rencontré par l'amateur ; les deux autres types CB-2 (TO 116) à 14 pattes et CB 79 (MP 117) à 16 pattes sont les plus courants. Ils sont

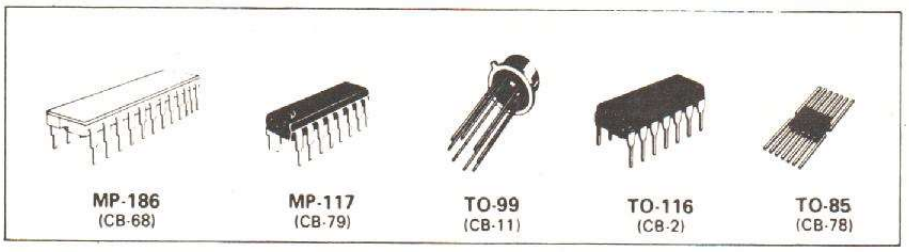


Fig. 3

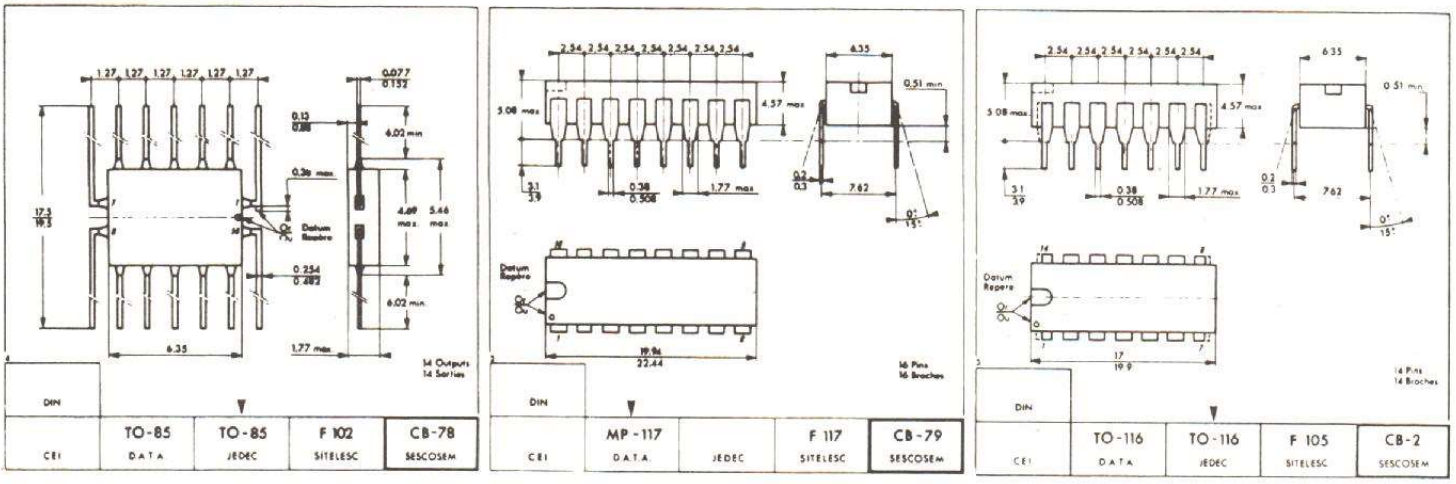


Fig. 4

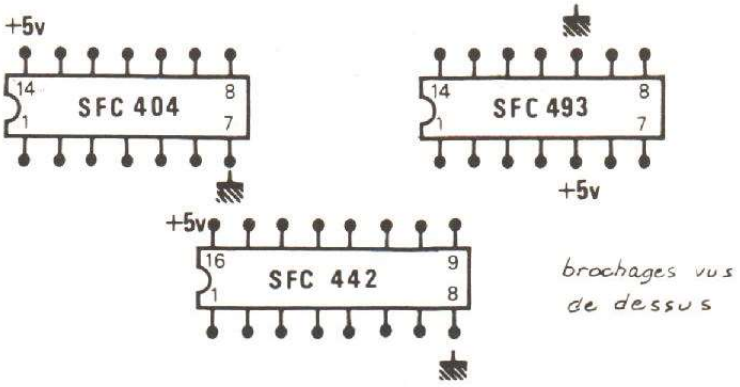


Fig. 5

appelés également boîtiers DIL (pour Dual In Line).

Enfin, une encoche pratiquée sur la partie supérieure du boîtier permet de déterminer l'orientation du brochage.

LES BROCHAGES

Le brochage des circuits intégrés varie selon le type de circuits rencontrés et selon le type de boîtier.

Il est indiqué dans les catalogues des fabricants.

Dans le cas des boîtiers DIL 16 ou 14 broches, les broches des CI sont numérotées, comme l'indique la figure 5, dans l'ordre croissant à partir de l'encoche de repérage, dans le sens trigonométrique, le boîtier étant vu de dessus.

Bien que l'on rencontre souvent la configuration : + 5 V à la broche 14 et masse à la broche 7, le cas n'est pas général comme le montre la figure 5.

Le détail de la fonction de chaque broche d'un C.I. est également donné par les catalogues des fabricants ou dans des livres donnant les équivalences des C.I.

Bibliographie :
Emploi Rationnel des Circuits intégrés – J.-P. Oehmichen,
Guide Mondial des Circuits Intégrés – H. Lilen,
Documentation Sescosem.

(à suivre)

B. DOUTREMEPVICH

17 – LES PONTS

LES montages en pont sont fort anciens puisqu'ils ont été conçus, pour la plupart, au siècle dernier. De nos jours, bien que de nombreuses méthodes de mesure aient supplanté ces montages, ils sont encore utilisés, et, compte tenu de la relative facilité avec laquelle ils peuvent être construits par l'amateur, peuvent rendre de bons et loyaux services pour la mesure des résistances ou des impédances avec une bonne précision,

L'intérêt présenté par le montage en pont réside dans le fait que la précision de la mesure n'est pas influencée (du moins théoriquement) par les caractéristiques du générateur, ni par celles du mesureur puisque l'on détecte l'équilibre d'un pont en observant l'annulation d'un courant ou d'une tension continue ou alternative.

Pour attirer nos lecteurs vers ces montages parfois injustement délaissés, nous leur proposerons la réalisation de deux modèles de pont : l'un, très simple est prévu pour la mesure des résistances, l'autre plus complet est conçu pour mesurer résistances et condensateurs dans une large gamme de valeurs. Mais fidèles à notre ligne de conduite, et au risque d'agacer les techniciens chevronnés, nous ferons un petit rappel du principe de fonctionnement et une énumération des différents ponts existants.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 représente le montage type d'un pont de mesure qui comporte 4 branches Z_a, Z_b, Z_c et Z_d représentant des résistances ou des impédances.

La condition d'équilibre dans le pont est obtenue s'il n'y a aucun courant détecté par le mesureur M entre A et B lorsqu'on branche un générateur G qui peut être, dans le cas de résistances, une simple pile, comme indiqué sur la figure. Dans ce cas, la condition d'équilibre est :

$$Z_a/Z_b = Z_c/Z_d$$

Dès lors, connaissant bien les valeurs de 2 éléments passifs (par exemple Z_a et Z_b), on peut, en faisant varier Z_c, obtenir un équilibre du pont qui permettra de connaître la valeur du quatrième élément Z_d. On verra dans les exemples présentés que la configuration généralement adoptée est la suivante :

— une branche du pont est fixe,

— une autre branche est continûment variable (échelle de mesure),

— une autre comporte des valeurs fixes commutables (multiplicateur)

— la dernière branche reçoit l'élément à mesurer.

Il est clair que ni les caractéristiques du générateur, ni celles du mesureur n'interviennent lorsque l'équilibre est atteint. Cependant on peut facilement imaginer que plus la tension est importante et le détecteur sensible, plus la mesure sera précise puisqu'un très faible écart d'équilibre sera plus facilement décelé.

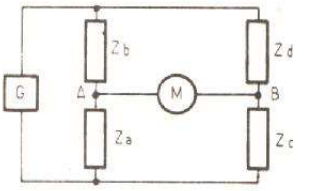
On ne peut, cependant, augmenter trop la tension, car le courant dans chaque branche augmente corrélativement, ce qui peut éventuellement modifier la valeur des éléments du pont.

De la même façon, une trop grande sensibilité du mesureur peut entraîner sa destruction (cas d'un galvanomètre) ou nuire à la facilité de réglage. Souvent on fera varier ce paramètre suivant que l'on recherche l'équilibre (faible sensibilité) ou que, l'ayant presque atteint, on parfait le réglage (forte sensibilité).

LES PRINCIPAUX PONTS DE MESURE

Utilisant le principe ci-dessus exposé, un grand nombre d'applications ont été proposées, certaines à une époque où l'électronique atteignait à peine ses premiers balbutiements, lorsque les électriciens régnaient en maîtres. Chaque nouvelle application recevait alors le nom de son inventeur... La figure 2 présente quelques-uns de ces ponts parmi les plus notoires.

Le pont de Wheatstone (1) est le plus simple et le plus connu des ponts servant à la mesure de résistances. Le générateur est constitué par une source de courant continu et le mesureur est un microampèremètre à zéro central. On peut, par exemple,



G = générateur de courant continu ou alternatif
M = mesureur de tension continue ou alternative
Z_a Z_b Z_c Z_d = résistances ou réactances

Condition d'équilibre : $V_{AB} = 0$

si $\frac{Z_a}{Z_b} = \frac{Z_c}{Z_d}$

Fig. 1. – Principe du montage en pont.

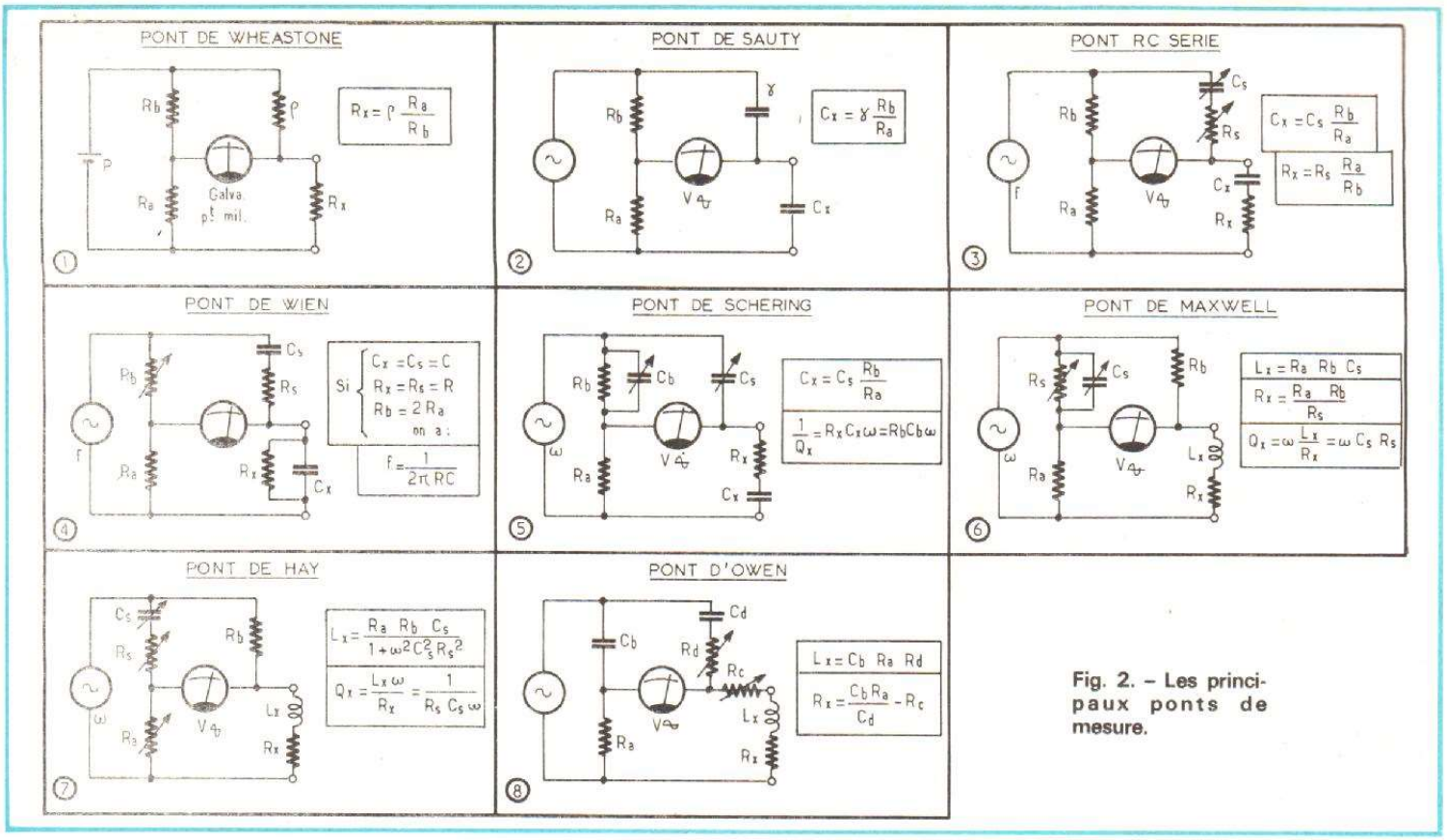


Fig. 2. – Les principaux ponts de mesure.

faire varier R_a, conserver une valeur fixe à R_b et commuter ρ en multiplicateur d'échelle. On obtient ainsi R_x en multipliant ρ par le rapport R_a/R_b. Autour de l'équilibre, l'aiguille du galvanomètre passera de part et d'autre du point milieu, ce qui constitue un attrait de ce montage.

Le pont de Sauty (2) est la transposition du pont de Wheatstone en alternatif pour la mesure des capacités. Dans ce cas, deux branches comportent des condensateurs. En disposant γ dans la branche supérieure droite, on obtiendra la valeur de C_x en multipliant γ par le rapport R_b/R_a. On notera que ce rapport est l'inverse du précédent et, qu'en conséquence, pour conserver une échelle linéaire, il y aurait lieu de maintenir R_a constant et de faire varier R_b à l'inverse de ce qui était fait pour le pont de Wheatstone.

Le générateur est constitué d'un oscillateur, généralement à 1 000 Hz, ou plus simplement, du secondaire basse tension d'un transformateur alimenté par le réseau 50 Hz.

Le mesureur est un voltmètre ou un mullivoltmètre amplificateur sur lequel on observera une annulation de tension à l'équilibre.

Il arrive parfois que la mesure d'une capacité par un pont de Sauty soit entachée d'erreur par la présence d'une résistance en série avec le condensateur. Cette résistance peut correspondre à une résistance parasite ou exister physiquement dans un montage. L'annulation complète de tension ne peut être obtenue et l'on n'observe qu'un minimum de déviation.

Pour pallier cet inconvénient, le pont RC série (3) comporte dans la branche supérieure droite une résistance variable en série avec un condensateur variable également. Le réglage des éléments R_s et C_s permet d'obtenir l'équilibre à l'annulation de tension.

Le multiplicateur d'échelle est donné par le rapport R_b/R_a et la valeur de la capacité inconnue est obtenue en multipliant la valeur de C_s par ce rapport.

Une caractéristique intéressante de ce pont est qu'il permet de connaître la valeur de la résistance équivalente R_x en série avec le condensateur en multipliant R_s par R_a/R_b.

Ce type de pont convient particulièrement pour des valeurs élevées de fréquence.

Le pont de Wien (4) présente une propriété intéressante puisque la fréquence du générateur intervient dans l'équilibre du pont. La principale utilisation de ce montage est l'oscillateur RC que nous avons déjà eu l'occasion de décrire dans cette rubrique (voir, notamment, les numéros 1482 et 1486 du Haut-Parleur). On peut également l'employer dans des filtres passifs ou actifs. Nous ne citons ce pont que pour mémoire car son utilisation dans la mesure des fréquences qui était sa première destination est peu pratique à l'heure des fréquencemètres digitaux.

Le pont de Schering (5) est une autre variante du pont de mesure des condensateurs. On retrouve le même principe que celui du pont de Sauty mais la présence d'un condensateur variable en parallèle sur R_b dans la branche supérieure gauche permet d'obtenir la valeur de la tangente de l'angle de perte qui est aussi égale à l'inverse du coefficient de surtension.

Le pont de Maxwell (6) permet de connaître toutes les caractéristiques d'une self-inductance : coefficient de self-induction, coefficient de surtension, résistance du bobinage.

La recherche de l'équilibre sur ce pont et les deux suivants n'est pas toujours aisée et l'on doit jouer adroitement des commandes de R_s et C_s pour obtenir un réglage exact.

Les ponts de Hay (7) et d'Owen (8) sont d'autres variantes du pont de mesure pour self-inductances qui sont adaptées à des valeurs faibles ou élevées des réactances correspondantes. La réalisation de ces ponts pour des faibles valeurs ou des fréqunces élevées n'est guère à la portée de l'amateur car il est très délicat de compenser les éléments parasites qui faussent la mesure.

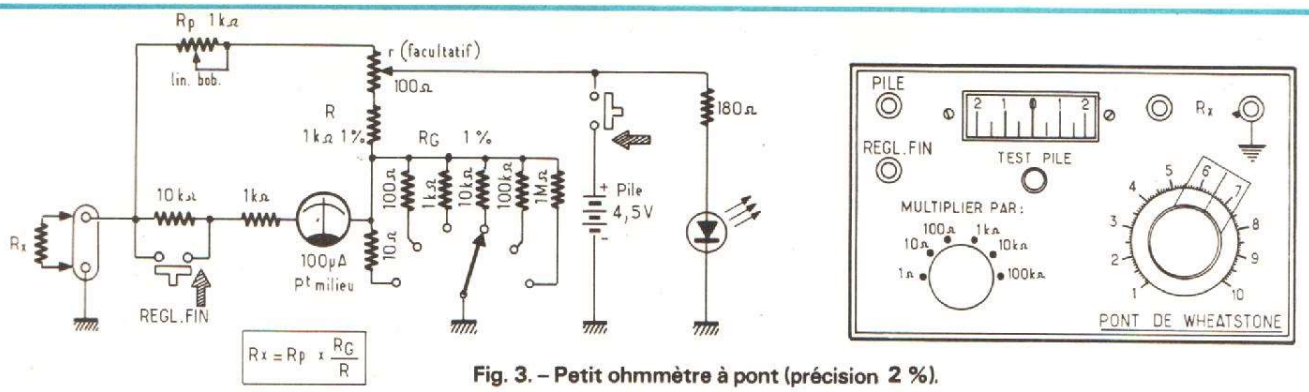


Fig. 3. – Petit ohmmètre à pont (précision 2 %).

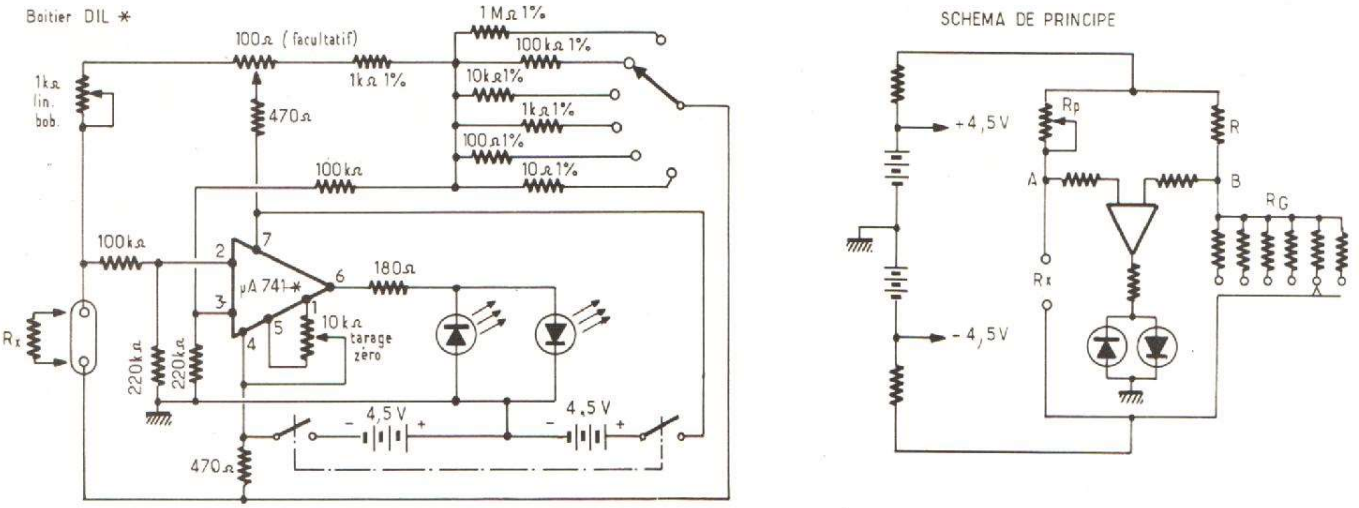


Fig. 4. – Pont de Wheastone avec détecteur de zéro à amplificateur différentiel intégré.

CONSTRUCTION D'UN PETIT OHMMÈTRE À PONT

Application typique du pont de Wheatstone, cet appareil, présenté sur la figure 3, est susceptible de rendre bien des services au laboratoire d'amateur. Il est, en effet, de dimensions modestes et alimenté par une simple pile de 4,5 V. L'étendue des mesures va de 1 Ω à 1 MΩ avec une précision qui pourra, au moins, être égale à 2 % suivant une échelle de mesure linéaire, ce qui n'est pas le cas de l'ohmmètre du classique multimètre.

L'élément variable est constitué par un potentiomètre linéaire de 1 000 Ω que l'on choisira bobiné pour être certain que sa valeur restera constante dans le temps. C'est l'organe essentiel du pont et il serait dommage de lésiner sur le choix de ce composant en utilisant un modèle courant dont les caractéristiques ne conviendraient pas pour ce type de montage. Nous recommandons particulièrement les modèles construits par Bourns soit en version 1 tour sur 320° (réf. 3437 ou 3438) soit en version 10 tours, beaucoup plus précis mais qui nécessite un bouton compte-tours spécial (Les Composants Electroniques, 64-70, avenue André-Morizet, 92100 Boulogne). Le prix de ces potentiomètres aux performances remarquables est évidemment élevé. On pourra éventuellement se contenter d'un modèle plus abordable chez Sfernice, Alter ou Ohmic (voir les catalogues de ces fabricants).

Si l'on utilise un modèle de potentiomètre à 1 tour on réalisera un bouton de réglage en collant un morceau de plexiglass à l'araldite sur un bouton ordinaire de diamètre extérieur assez grand.

L'élément fixe du pont est constitué par une résistance R de 1 000 Ω 1 %. Afin que les branches R_p et R soient rigoureusement égales, il a été prévu un petit potentiomètre ajustable de 100 Ω (facultatif).

La multiplication est obtenue par commutation des résistances R_g de 10 à 1 MΩ (toutes à 1 %).

L'appréciation de l'équilibre se fait au moyen d'un microampèremètre de 100 μA à zéro central. Pour éviter d'endommager cet appareil lorsque le pont est très loin de l'équilibre, on a disposé en série 2 résistances : l'une de 1 kΩ, l'autre de 10 kΩ qui est court-circuitée lorsqu'on approche de l'équilibre.

L'étalonnage du pont se fera par comparaison avec un ohmmètre précis (digital, par exemple) ou plus simplement en mesurant une série de résistances très précises (boîte de résistances à décades à 1 % ou mieux).

Une autre méthode consiste à mesurer la valeur de R_p (en éliminant la résistance ajustable de 100 Ω) en de nombreux points au moyen d'un ohmmètre précis. Si R_g = 1 000 Ω, R_x = 1 000 Ω on devra avoir R_p = 1 000 Ω à l'équilibre, ce qui correspond à la graduation 10 ; les autres points sont obtenus par la méthode citée.

L'utilisation de ce pont est extrêmement simple : après avoir disposé la résistance à mesurer aux bornes R_x, on commence par appuyer sur le poussoir « Pile », ce qui fait dévier le microampèremètre. En utilisant le potentiomètre R_p et le commutateur de multiplication, on s'efforcera de réaliser l'équilibre. On appuiera alors sur le poussoir « Regl. Fin » tout en maintenant le poussoir « Pile » appuyé pour augmenter la sensibilité.

La diode électroluminescente remplit le double rôle de voyant de mise sous tension et de test de pile : si la luminosité baisse, la pile est à changer.

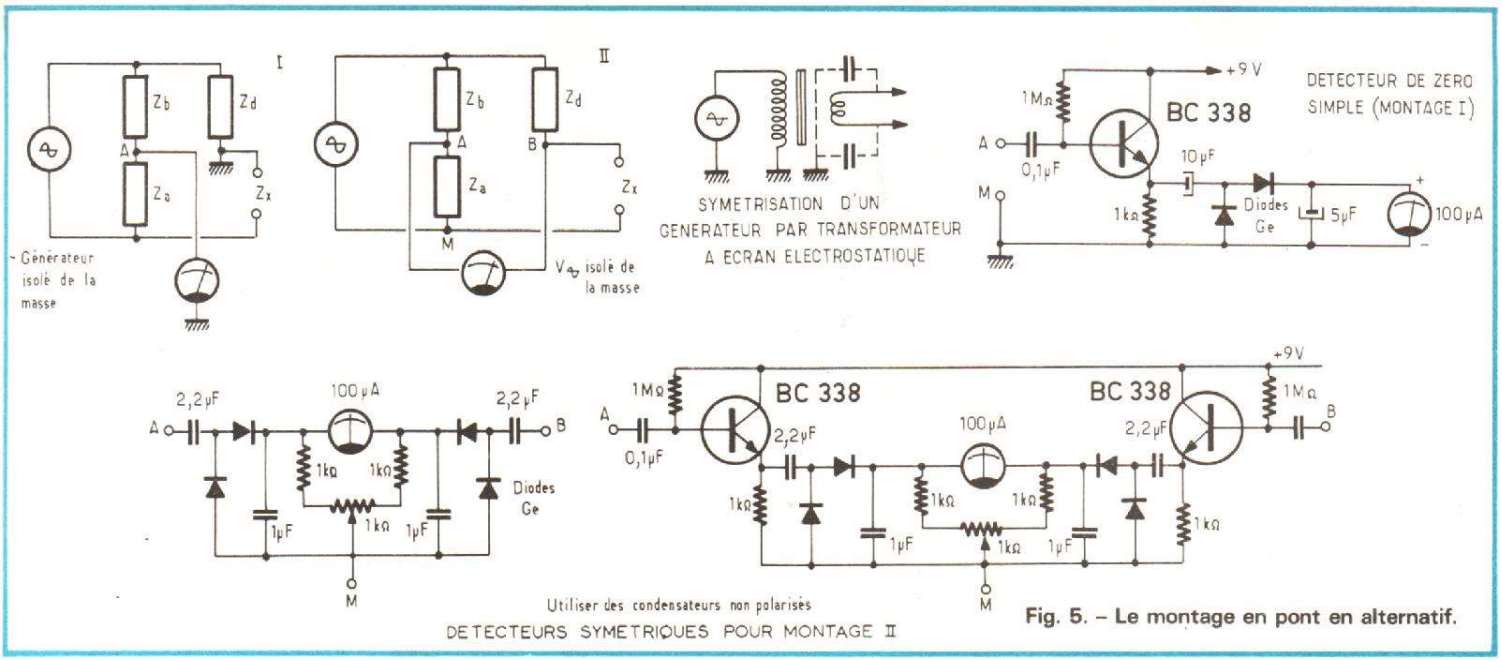


Fig. 5. – Le montage en pont en alternatif.

AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ DU DÉTECTEUR DE ZÉRO

Le reproche que l'on peut faire au pont de Wheatstone en continu, c'est qu'il requiert une grande sensibilité du mesureur qui se traduit, lorsqu'on utilise un appareil à cadre mobile, par une fragilité gênante.

En utilisant un peu d'électronique, et en remplaçant le galvanomètre par un indicateur à seuil on pourra, sans problèmes, augmenter considérablement la sensibilité du détecteur : c'est ce que propose le pont de Wheatstone à amplificateur différentiel intégré présenté sur la figure 4.

Le principe, illustré sur le schéma séparé, est assez clair. L'amplificateur différentiel reçoit sur ses entrées, protégées par des résistances de 100 kΩ, les tensions des points A et B. Si ces tensions sont égales, quelle que soit la valeur absolue de chacune d'elles, la sortie de l'amplificateur différentiel sera nulle.

L'alimentation est obligatoirement du type symétrique de façon que la tension de sortie soit positive ou négative suivant le sens du décalage des tensions en A et B. Le reste du pont est identique au montage précédent.

La direction du zéro s'opère au moyen de 2 diodes LED montées en opposition à la sortie de l'amplificateur intégré. Lorsque les deux diodes sont simultanément éteintes, c'est que l'équilibre est atteint. L'allumage de l'une des diodes indique le sens du décalage.

Le tarage du zéro se fera en réunissant les deux entrées A et B et en réglant le potentiomètre ajustable de 10 kΩ pour obtenir l'extinction des deux diodes.

L'utilisation du pont se fera alors dans les mêmes conditions que précédemment en notant la grande sensibilité du détecteur (de l'ordre du millivolt) et sa parfaite protection contre les tensions élevées à l'entrée (pas de cadre mobile).

Un autre avantage de ce montage est son impédance relativement élevée et son absence d'inertie de fonctionnement.

Quelques inconvénients sont à noter : un risque d'accrochage qui peut être jugulé en prévoyant des découplages de 10 nF sur les entrées et l'alimentation, une variation du zéro qui peut être la conséquence d'une variation de tension d'alimentation dissymétrique et qui nécessite des retouches de réglage.

LE MONTAGE EN PONT EN ALTERNATIF

Le pont de Wheatstone utilisant une source de tension alternative et un détecteur approprié est une solution assez simple à mettre en œuvre qui est souvent retenue dans les montages commerciaux.

On a vu également que d'autres types de ponts nécessitent obligatoirement une source de tension alternative (comme le pont de Sauty), de sorte qu'il est possible, par ce moyen, de réaliser des ponts combinés pour mesurer des résistances et des réactances.

Il faut bien noter que la configuration de pont la meilleure est celle qui comporte un générateur à très faible impédance de sortie et un mesureur sensible et à haute impédance. Ces configurations sont plus facilement obtenues en alternatif.

La figure 5 indique deux façons d'utiliser un pont en alternatif parmi les plus répandues. On suppose que l'élément à mesurer a une borne à la masse ce qui est bien commode si l'on veut éliminer les capacités parasites. Suivant que le générateur ou le mesureur ont un point à la masse on aboutit à l'une ou l'autre des configurations I et II. On peut noter que le montage I est pratique car il permet de réaliser facilement un amplificateur détecteur très sensible.

On trouvera sur les schémas de détail plusieurs solutions qui pourront s'adapter à chacun des montages I et II, pour des fréquences allant de 50 Hz à 100 kHz.

On peut obtenir une sortie de générateur symétrique en utilisant un transformateur de sortie. Si la fréquence est relativement élevée (plus de 10 kHz), il est souhaitable que ce transformateur possède un écran électrostatique entre primaire et secondaire surtout si la mesure s'étend à des impédances élevées. De la sorte les capacités parasites entre chaque extrémité du bobinage secondaire et la masse seront peu différentes. On peut, d'ailleurs, aux fréquences élevées symétriser cette sortie en utilisant des condensateurs ajustables d'appoint.

Le détecteur de zéro prévu pour le montage I est à haute impédance d'entrée puisqu'il utilise un étage émetteur-follower. Il est suivi d'un détecteur classique à montage doubleur qui s'accommode parfaitement de la faible résistance d'émetteur du transistor. La charge est constituée par la

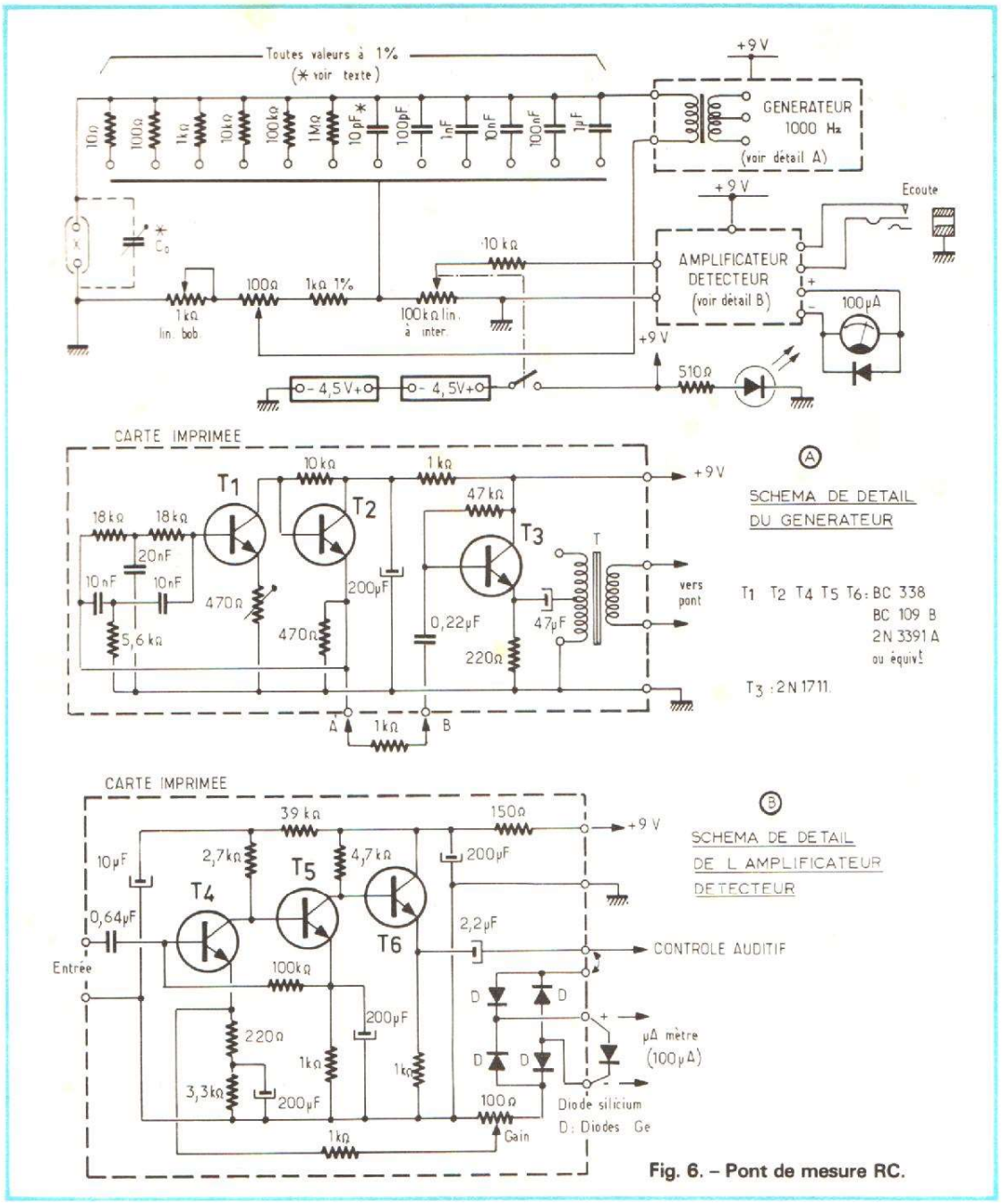


Fig. 6. – Pont de mesure RC.

résistance interne du microampèremètre. Le montage fonctionne par recherche du minimum de déviation.

Le montage détecteur symétrique est un peu plus sophistiqué mais il permettra de connaître le sens du déséquilibre : il fait donc appel à un microampèremètre à zéro central. Deux montages sont proposés qui comparent les tensions issues de deux détecteurs à diodes montés en opposition. Un réglage de zéro est prévu pour équilibrer le montage lorsqu'on envoie un signal de même amplitude en A et B. Le second montage utilisant des entrées à haute impédance (double émetteur-follower) est plus recommandé que le premier.

CONSTRUCTION D'UN PONT DE MESURE RC

Partant de considérations pratiques, nous avons envisagé la description d'un pont combiné Wheatstone/Sauty, relativement facile à réaliser et permettant de mesurer avec une précision de 1 à 2 % les résistances de 1 Ω à 1 MΩ, et avec une précision de 2 à 5 % les capacités de 10 pF à 10 µF, ce qui couvre les besoins les plus courants du laboratoire d'amateur.

Le schéma est indiqué sur la figure 6. On peut y voir que le pont est du type à générateur symétrique et amplificateur détecteur ayant une entrée à la masse.

Le pont proprement dit est assez classique : suivant la nature (R ou C) de l'impédance mise en jeu par le commutateur de gammes on est en présence d'un pont de Wheatstone ou d'un pont de Sauty.

Les étalons seront choisis avec une tolérance de 1 % ou mieux, sauf pour la valeur de 10 pF qui, compte tenu des capacités de câblage du montage, n'a pas besoin d'être aussi précise. On veillera d'ailleurs à équilibrer le pont en alternatif en montant en parallèle sur les bornes de mesure un petit ajustable qui sera réglé pour un minimum de déviation du détecteur (commutateur de gamme sur 10 pF, rien en X). Si l'on se contente d'une précision moyenne de 5 à 10 % sur la gamme 10 pF et 1 MΩ cet équilibrage est inutile.

Le générateur, dont le schéma est représenté en A comporte trois transistors. Entre T_1 et T_2, s'établit un régime oscillatoire dont la fréquence est déterminée par un filtre en double T. Ce montage a souvent été décrit dans notre rubrique. Il présente l'avantage de donner un signal assez pur et stable à 1 000 Hz. La sortie de l'oscillateur (A) est reliée à la base du transistor T_3 monté en abaisseur d'impédance.

La résistance de 1 000 Ω placée entre (A) et (B) est destinée à diminuer l'influence de la charge d'entrée de T_3 sur le circuit d'oscillation.

L'émetteur de T_3 est réuni, à travers un condensateur d'isolement, au primaire du transformateur de sortie T. Ce dernier est un modèle prévu pour une sortie push-pull de récepteur de poche à transistor ; le modèle ayant servi aux essais a été récupéré sur un montage ancien délivrant 100 à 150 mW/8 Ω il est de provenance Orega et porte la référence 1261. Le montage sera réalisé comme indiqué sur la figure pour obtenir un rapport de transformation voisin de 2/1.

On règle le seuil et le niveau de l'oscillation au moyen de la résistance ajustable montée dans l'émetteur de T_1 de façon à obtenir une tension d'environ 700 mV eff. en (A) lorsque la résistance de

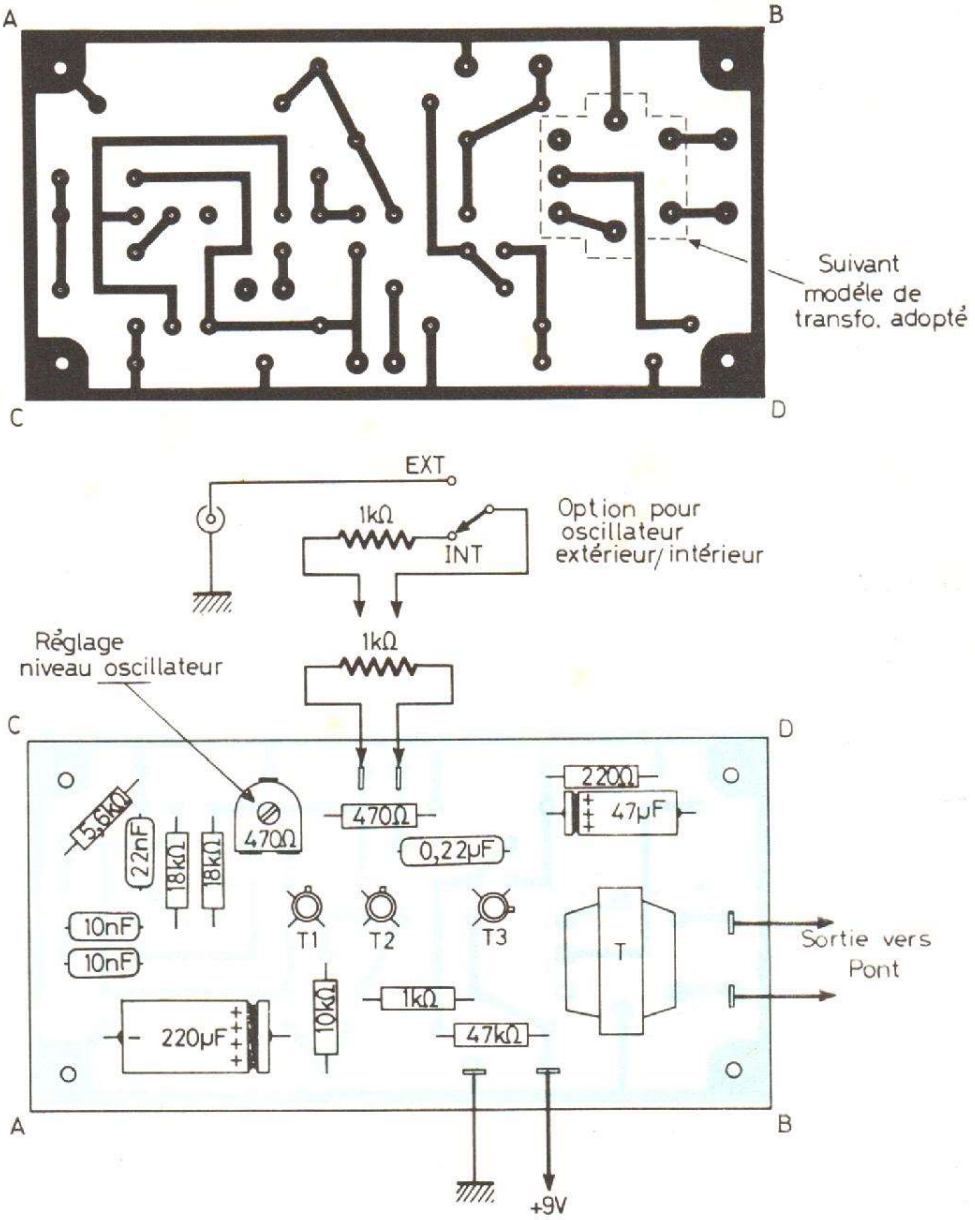


Fig. 7. – Carte imprimée du générateur 1000 Hz.

liaison (A) – (B) est débranchée. Après avoir remis en place cette résistance, la tension de sortie au secondaire du transformateur sera de 300 à 350 mV eff. avec une impédance interne de sortie de 10 Ω à la fréquence d'oscillation.

En raison de la (relativement) faible valeur de la fréquence et de l'impédance de sortie, il n'est pas nécessaire de prévoir une commutation oscillateur extérieur/intérieur. En position extérieure les caractéristiques du signal devront être : fréquence 50 Hz à 10 kHz, tension efficace 1 V/5 kΩ.

Le débit du générateur n'excède pas 20 mA avec une source d'alimentation de 9 volts.

L'amplificateur détecteur (schéma B) est un montage qui avait été décrit comme millivoltmètre (voir H.P. N° 1490, page 181) mais dont la sensibilité a été augmentée de 20 dB.

L'amplificateur comporte 3 étages R_4, T_5 et T_6 montés en liaison directe. Le gain en tension est fourni par les deux premiers étages en émetteur commun. L'émetteur-follower T_6 est destiné à abaisser l'impédance pour s'adapter au redressement en pont des 4 diodes D au germanium, à travers un condensateur d'isolement.

Le réglage de gain est effectué par le potentiomètre ajustable qui dose le taux de contre-réaction assurant également la linéarisation de la détection.

En utilisant un microampèremètre de 100 µA, la sensibilité peut être portée à 1 mV eff à l'entrée pour une pleine déviation avec une bande passante (0 à – 1 dB) de 10 Hz à 30 kHz. L'impédance d'entrée est supérieure à 50 kΩ à 1 000 Hz et la consommation est inférieure à 10 mA.

Cette grande sensibilité permet de déceler une variation de quelques dizaines de microvolts autour de l'équilibre.

L'amplificateur détecteur est précédé d'un potentiomètre de 100 kΩ destiné à doser le niveau pour assurer une lecture convenable, suivant la valeur de la résistance ou de la capacité à mesurer et selon

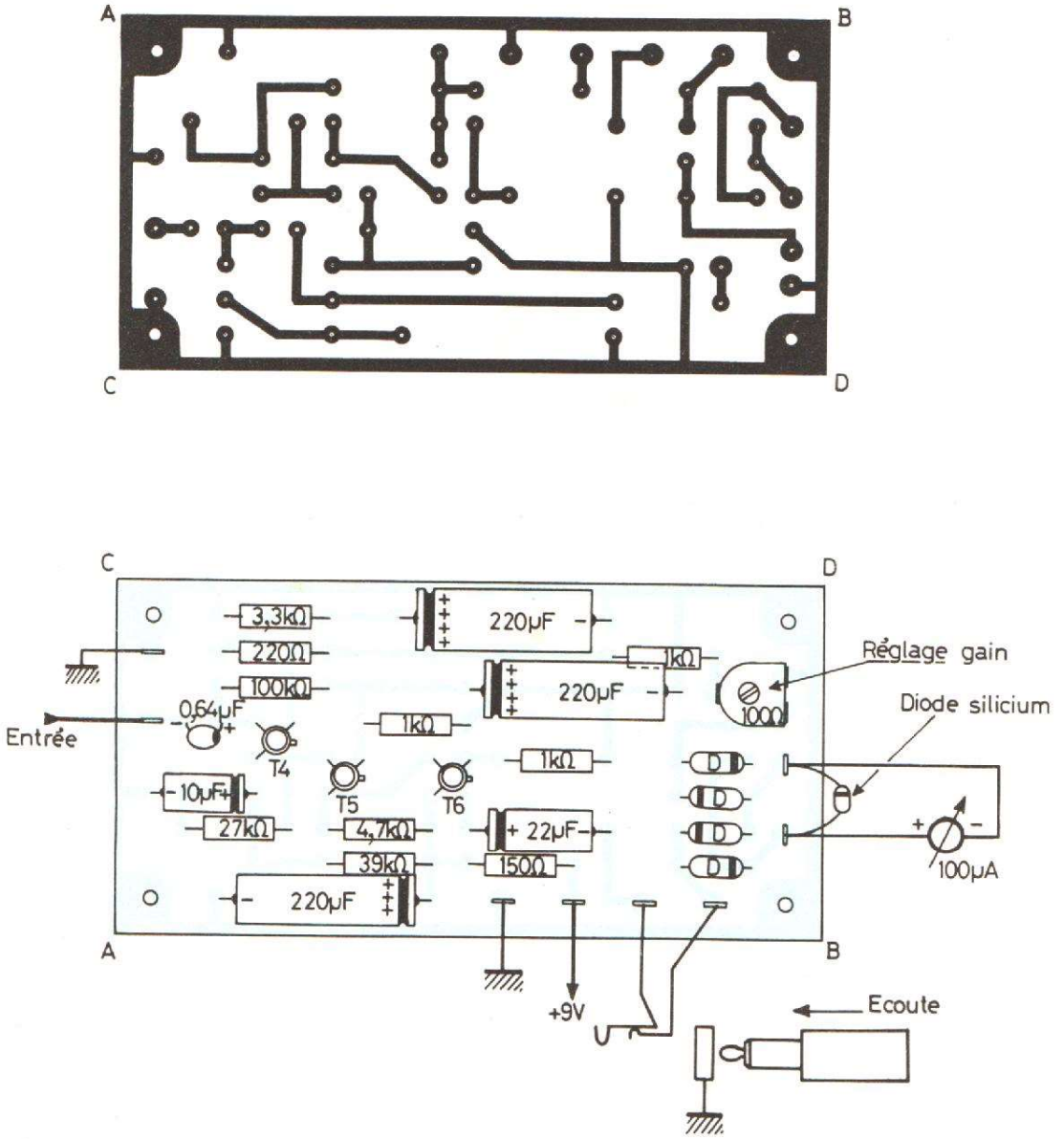


Fig. 8. – Carte imprimée de l'amplificateur détecteur.

que l'on est proche ou éloigné de l'équilibre ; ce potentiomètre est couplé avec l'interrupteur de mise en route du pont.

On peut prévoir une sortie casque d'écoute pour faire un contrôle auditif de l'équilibre.

Pour assurer une bonne protection du microampèremètre il est conseillé de prévoir une diode silicium montée dans le sens direct aux bornes de l'appareil. On trouvera sur les figures 7 et 8 les caractéristiques des cartes imprimées du générateur 1 000 Hz et de l'amplificateur détecteur.

La figure 9 représente le câblage interne de l'appareil contenu dans un coffret dont les dimensions (approximatives) sont de 170 x 90 x 125 mm.

Le potentiomètre bobiné de 1 000 Ω est un modèle donnant une linéarité meilleure que 1 % (voir plus haut les conseils de choix). Le commutateur de gammes est à 1 circuit, 12 positions. Le reste des composants est standard ou a déjà donné lieu à des commentaires. On veillera à réaliser un câblage à faible résistance et aussi aéré que possible dans les branches du pont.

L'alimentation est assurée par 2 piles plates de 4,5 V. L'utilisation d'une alimentation secteur, régulée ou non, est évidemment possible mais n'est guère justifiée par le débit relativement faible de l'appareil (40 mA/9 V) qui assure une autonomie assez grande, sans fil à la patte. Par ailleurs, l'introduction d'un transformateur d'alimentation secteur dans le coffret risque d'entraîner quelques perturbations par induction parasite vers l'amplificateur détecteur.

La figure 10 montre l'aspect de la face avant de l'appareil avec les gravures qu'il convient de réaliser. Naturellement les graduations de mesure **dépendent du**

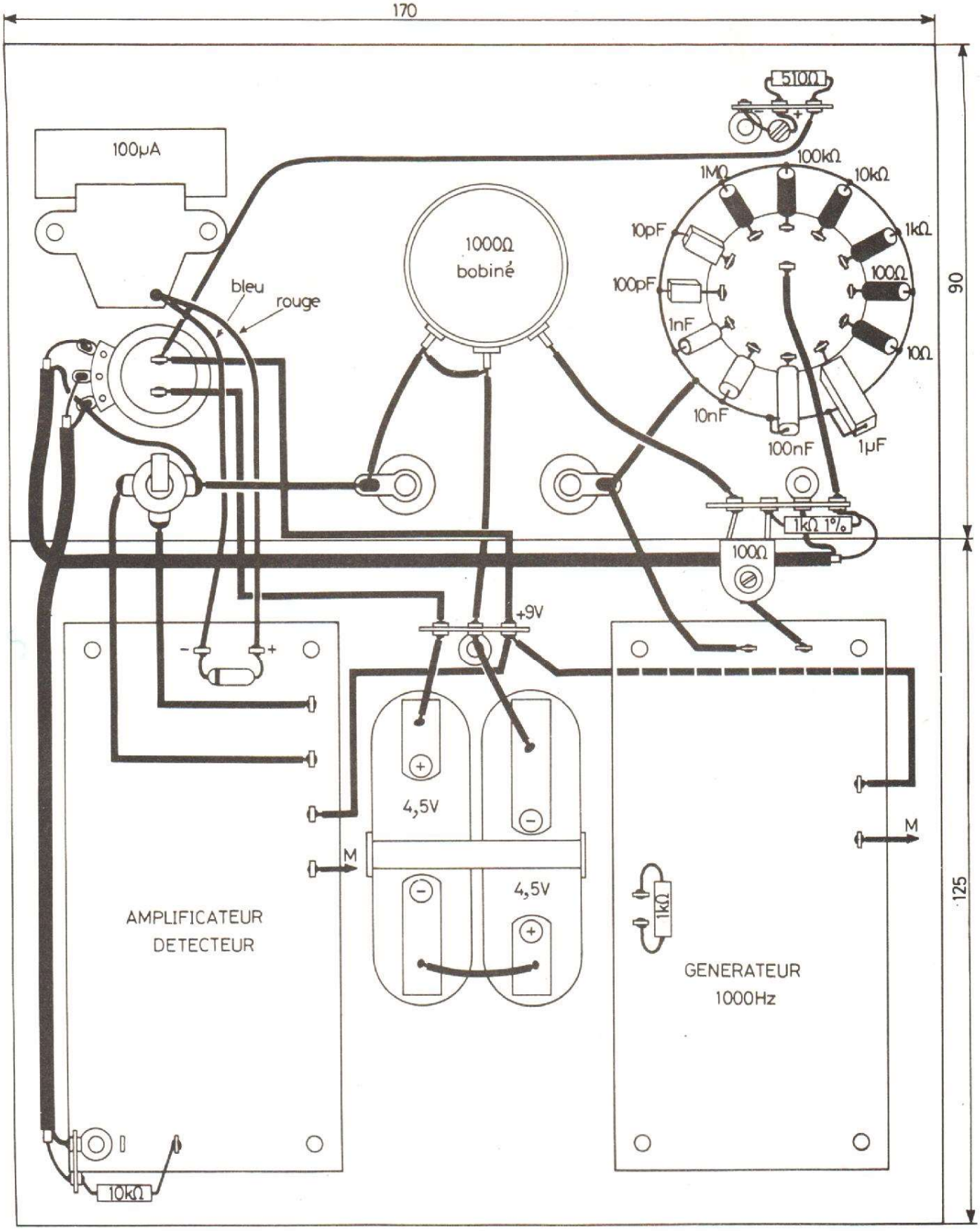


Fig. 9. – Câblage interne du pont RC.

type de potentiomètre choisi et la présentation de la figure ne correspond donc pas à tous les cas.

On peut voir que l'échelle des résistances est linéaire de 1 à 10. Celle des capacités va donc de 10 à 1 suivant une échelle inverse (ici hyperbolique).

L'étalonnage se fera sur la gamme 1 000 Ω au moyen d'un jeu de résistances étalon ou par comparaison avec un ohmmètre très précis.

L'échelle des capacités sera déduite du tableau A.

On aurait pu réaliser une linéarisation de l'échelle des capacités en intervertissant la résistance fixe de 1 000 Ω et le potentiomètre de mesure. Nous avons estimé que cette solution augmentait trop sensiblement la complexité du câblage, et, donc, les capacités parasites. Les amateurs compétents et aimant la difficulté pourront s'y exercer...

Il est essentiel de noter que la réalisation d'un tel pont, si elle n'est pas trop compliquée, demande une certaine attention. L'étalonnage, en particulier devra être effectué avec minutie. Nous déconseillons donc la construction de cet appareil aux lecteurs qui n'auraient pas la détermination d'obtenir un très bon résultat par un choix judicieux (et pas trop économique) de composants et une mise au point soignée et méthodique.

(à suivre)

J.C.

TABLEAU A

C	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1	2,2
R	10	9,09	8,33	7,69	7,14	6,67	6,25	5,88	5,55	5,26	5	4,76	4,54
C	2,3	2,4	2,5	3	3,5	4	4,5	5	6	7	8	9	10
R	4,35	4,17	4	3,33	2,86	2,5	2,22	2	1,67	1,43	1,25	1,11	1

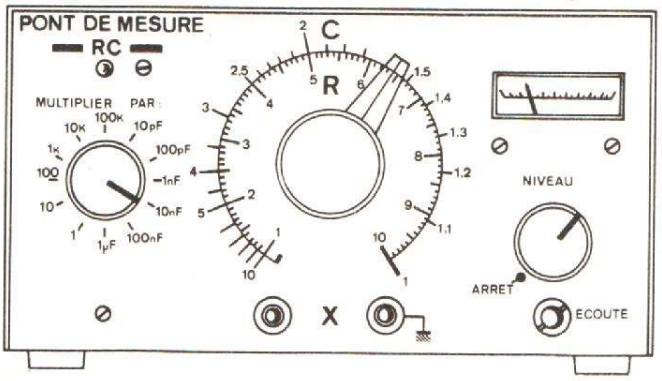


Fig. 10. – Présentation de la face avant du pont RC.

Découvrez, vous aussi, les joies de la chasse aux trésors

avec

LE DETECTEUR

« C. SCOPE »

garanti 1 an

Détecte tous métaux ferreux ou non ferreux - OR - ARGENT CUIVRE - ACIER - (armes anciennes, bijoux, canalisations, cables électriques dans les murs)

3 modèles :

BFO 500 F ttc
IB 300 1 200 F ttc
TR 400 1 500 F ttc

Vente et démonstration en notre magasin.

B. CORDE ELECTRONIQUE
159 quai de Valmy
75010 PARIS
Tél : 205.67.05

Documentation sur demande

Spécialiste du détecteur de métaux

PUB SANOTEP 208 90 00

VENTE PROMOTIONNELLE A PRIX IMBATTABLE

EXTRAIT de notre NOUVELLE OFFRE SPECIALE 1976 :

PRIX NETS FF

TRANSISTORS

	1 pce	10 pces	100 pces
AC 127	1.00	9.00	81.00
AC 128	1.35	12.50	101.00
AC 141	1.00	9.00	81.00
AC 153	1.35	11.00	90.00
AC 176	1.00	9.00	81.00
AC 187 K	2.70	25.00	225.00
AC 188 K	2.70	25.00	225.00
AD 130	5.00	45.00	395.00
AD 149	5.50	49.50	430.00
AD 150	5.50	49.50	430.00
AD 161	3.90	36.00	340.00
AD 162	3.90	36.00	340.00
AF 139	4.30	41.00	370.00
AF 239	4.50	43.00	395.00
BC 107 B en boit. mét. TO-18 orig.	1.35	12.00	101.00
BC 140	2.15	19.00	170.00
BC 141	2.25	20.00	180.00
BC 148 A	1.00	9.50	86.00
BC 158 VI	1.00	9.50	86.00
BC 160	2.15	19.00	170.00
BC 161	2.35	20.00	180.00
BC 168	1.00	9.50	86.00
BC 169	1.00	9.50	86.00
BC 170 A, B, C	0.80	7.20	65.00
BC 250 A,B,C	0.80	7.20	65.00
BF 177	1.35	12.00	101.00
BSY 62 (2 N 706 A)	0.55	5.00	43.00
GFT 32/30	0.45	4.00	34.00
OC 74	1.35	12.00	112.00
TF 65	0.70	6.00	56.00
2 N 3055	5.85	53.00	470.00
2 N 3055 Y (UCEO 40 V)	3.80	33.00	290.00

PAIRES COMPLEMENTAIRES TRES AVANTAGEUX

	1 pai.	10 p.	100 p.
AC 127/AC 128	3.30	29.00	215.00
AC 153/AC 176	3.70	34.00	280.00
AC 187 K/AC 188 K	5.50	50.00	450.00
BC 140/BC 160	4.40	40.00	350.00
BC 141/BC 161	4.70	43.00	380.00
BC 170/BC 250	2.50	22.00	200.00
BD 137/BD 138	7.20	65.00	610.00

PARTICULIEREMENT AVANTAGEUX :

		10 pces	100 pces
Diodes univers. au germ.	DUG	1.10	11.50
Diodes univers. au silic.	DUS	1.20	12.50
Transistors PNP univers. au germ.	TUP	2.50	20.50
Transistors PNP univers. au silic.	TUPS	2.70	21.50

SUPPORTS IC Dual-in-line

	1 pce	10 p.	100 p.
DIL 14 (14 p.)	1.35	12.50	112.00
DIL 16 (16 p.)	1.60	14.50	135.00

ASSORTIMENTS DE TRANSISTORS PARTICULIEREMENT INTERESSANTS

N. de commande :

A	20 transistors différents au germanium	7.20
B	50 transistors différents au germanium	17.00
C	20 transistors différents au silicium	8.60
D	50 transistors différents au silicium	19.00
E	10 transistors de puissance diff. au silic. et au german.	19.00
F	100 transistors HF et BF diff. au german. et au silic.	28.00

T T L I C's de marque, d'origine, Dual-in-line plastique

7400	2.25	7406	3.80	7420	2.25	7450	2.25	7460	2.25
7401	2.25	7410	2.25	7430	2.25	7451	2.25	7480	6.30
7402	2.25	7413	3.40	7442	6.50	7453	2.25	7482	7.90
7403	2.25	7414	5.60	7447	10.10	7454	2.25	7490	5.10

REDRESSEURS TV en boitier époxy

1 N 4006	800 V	1 A	0.70	6.20	56.00
1 N 4007	1 000 V	1 A	0.80	7.20	65.00

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES BT marque BOSCH

	1 p.	10 p.	100 p.
Ex. Verticale			
1 µF 50 V	0.25	2.10	20.00
3.3 µF 50 V	0.25	2.10	20.00
4.7 µF 25 V	0.35	3.00	27.00
4.7 µF 50 V	0.45	4.00	36.00
10 µF 10 V	0.35	3.00	27.00
10 µF 16 V	0.35	3.00	27.00
10 µF 25 V	0.45	4.00	36.00
10 µF 50 V	0.45	4.00	36.00
33 µF 6.3 V	0.25	2.10	20.00
33 µF 10 V	0.35	3.00	27.00
etc.			
Ex. Axiale			
4.7 µF 25 V	0.35	3.00	27.00
47 µF 10 V	0.45	4.00	36.00
47 µF 16 V	0.45	4.00	36.00
100 µF 3 V	0.55	5.00	45.00
220 µF 10 V	0.45	4.00	36.00
220 µF 16 V	0.55	5.00	45.00
470 µF 10 V	0.45	4.00	36.00
470 µF 16 V	0.55	5.00	45.00
1 000 µF 10 V	0.80	7.20	65.00
1 000 µF 16 V	1.00	9.00	81.00

Demandez s.v.p. gratuitement notre NOUVELLE OFFRE SPECIALE 1976 complète !

Uniquement marchandises neuves de haute qualité. Disponibilités limitées. Expéditions dans le monde entier. Les commandes seront exécutées soigneusement et contre remboursement. Sous le régime du Marché commun européen, marchandises EXEMPTES des droits de douane. T.V.A. au taux actuellement en vigueur non comprise. Emballage et port au coûtant.

EUGEN QUECK
Ingénieur-Büro, Import-Export
D-8500 NUREMBERG
R.F.A. Augustenstr. 6 Tél. : 46.35.83

UN POSEMÈTRE INTÉGRATEUR AUTOMATIQUE

L'UN des problèmes que doit résoudre le photographe réalisant lui-même ses agrandissements, est la détermination des durées d'exposition à la lumière de l'agrandisseur. La méthode des essais, sur de petits échantillons de papier, est fastidieuse et, à la longue, coûteuse. L'utilisation d'un posemètre apporte déjà une aide considérable : la mesure du temps de pose est effectuée avant la mise en place du papier, et le résultat de cette mesure reporté sur une minuterie.

Cette méthode peut être encore perfectionnée si le posemètre, travaillant pendant l'exposition du papier, fonctionne en intégrateur. Il suffit alors à l'opérateur, après qu'il ait naturellement choisi les paramètres « artistiques » du cliché (rapport d'agrandissement, cadrage, etc.), de mettre en route l'agrandisseur. La quantité de lumière reçue par la cellule du posemètre est intégrée, et l'appareil coupe automatiquement la lampe de l'agrandissement quand le seuil jugé nécessaire est atteint.

Le modèle dont nous proposons ci-dessous la réalisation, repose sur ce principe. Il est logé dans le socle du margeur, et effectue la mesure des quantités de lumière diffusées dans l'épaisseur du papier.

A - UN PEU DE THÉORIE

I - LES PHOTORÉSISTANCES

De nombreux semiconducteurs offrent une résistivité qui, très élevée dans l'obscurité, décroît sous l'action de la lumière. C'est le cas, notamment, du sulfure de cadmium, qui permet de réaliser des photorésistances de grande sensibilité, et de faible prix de revient.

Les cellules photorésistantes sont généralement construites selon la technique illustrée par la figure 1. Par évaporation sous vide, on dépose sur un substrat isolant (de verre ou de céramique), une mince couche de sulfure de cadmium. Les connexions de sortie aboutissent à deux électrodes déposées elles-mêmes sur la couche de sulfure de cadmium, et qui, pour augmenter la surface photosensible utilisée, affectent la forme de deux peignes imbriqués l'un dans l'autre. Enfin, un boîtier transparent protège le tout. La photographie de la figure 2 montre une cellule photorésistante de type LDR03.

Une des caractéristiques d'une cellule photorésistante

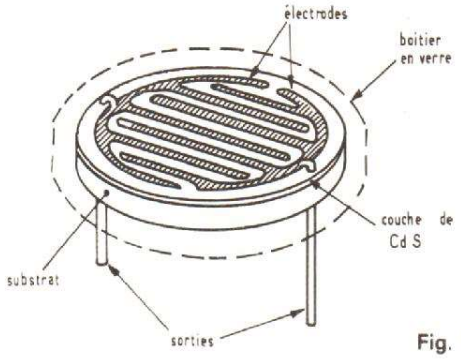


Fig. 1

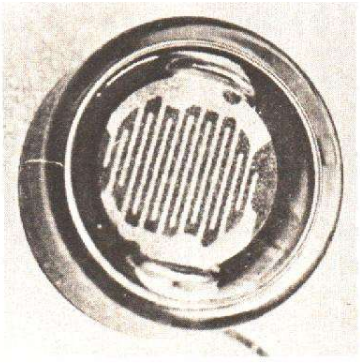


Fig. 2

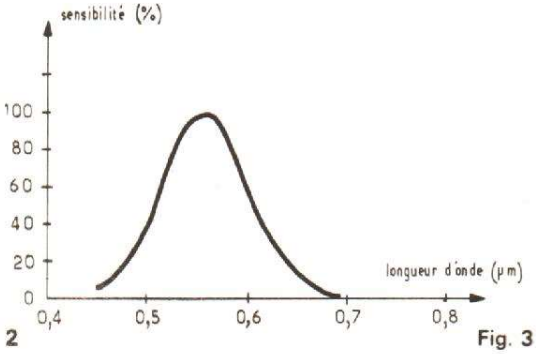


Fig. 3

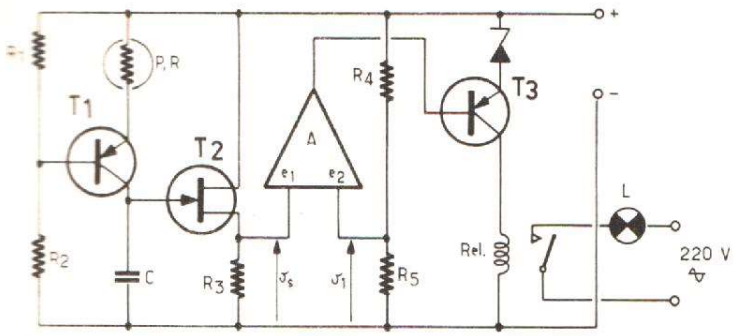


Fig. 4

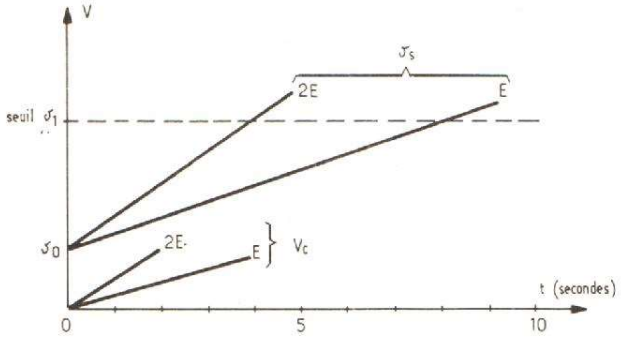


Fig. 5

est sa réponse spectrale, qui traduit les variations de la sensibilité en fonction de la longueur d'onde du rayonnement, pour une intensité donnée de ce dernier. La figure 3 donne l'allure de cette courbe pour le sulfure de cadmium : on voit que le maximum se situe vers le jaune (0,55 μm), ce qui correspond sensiblement à la courbe de sensibilité de l'œil.

Une autre caractéristique importante est la loi de variation de la résistance en fonction de l'éclairement reçu. Pour des cellules au CdS, cette variation est linéaire depuis les très faibles éclairements (0,01 lux), jusqu'à des éclairements de 50 à 100 lux. Ce domaine recouvre largement celui des éclairements dont on dispose sur le plateau d'un agrandisseur.

II - LA MESURE DES QUANTITÉS DE LUMIÈRE

Pour obtenir une image correctement noircie sur un papier photographique donné, il faut lui fournir toujours la même quantité de lumière. La durée d'exposition est donc inversement proportionnelle à l'éclairement moyen de la couche photographique. Pour contrôler automatiquement la durée de pose, on peut alors utiliser le dispositif de la figure 4.

Le potentiel de base du transistor PNP T_1 est imposé par le pont des résistances R_1 et R_2. Dans ces conditions, le courant d'émetteur (donc le courant de collecteur également) est inversement proportionnel à la résistance de la photorésistance P.R. Il est donc, finalement, proportionnel à l'éclairement de la zone visée par la cellule.

Comme le courant de collecteur charge le condensateur C, la tension aux bornes de ce dernier atteint un seuil donné d'autant plus vite que l'éclairement est plus intense. Cette tension se retrouve sur la source d'un transistor à effet de champ T_2, avec cependant un décalage v_o qui correspond à la tension de source du FET, pour une polarisation de grille nulle. La figure 5 montre les variations de la tension aux bornes du condensateur (V_c) et de la tension de source de T_2 (V_s), pour un éclairement E et pour un éclairement double, 2E. On voit que le seuil v_1 est atteint en 8 secondes dans le premier cas, et en 4 secondes dans le deuxième.

Pratiquement, ce seuil est celui qu'imposent les résistances R_4 et R_5 à l'entrée e_2 d'un amplificateur différentiel A. Lorsque la tension v_s appliquée à l'autre entrée e_1 franchit la valeur v_1, la sortie de l'amplificateur différentiel commande le blocage du transistor T_3, préalablement conducteur. Le relais n'étant alors plus excité, ses contacts s'ouvrent, et la lampe L de l'agrandisseur s'éteint (fig. 4).

B - LE SCHÉMA COMPLET DU POSEMÈTRE

I - LES CIRCUITS DE MESURE ET DE TEMPORISATION

On trouvera le schéma dans la figure 6. Le transistor T_1 est un 2N2907, et la photorésistance une LDR03 de la RTC. Le pont de polarisation de la base de T_1 comporte deux diodes D_1 et D_2, de type 1N914, qui permettent de s'affranchir du seuil de conduction du transistor. Le potentiomètre P permet de fixer le potentiel de base, donc le courant qui traverse la photorésistance pour un éclairement donné : on peut ainsi, après étalonnage, régler l'appareil pour différents types de papiers sensibles. Les limites de variation sont imposées par la résistance R_1 de 10 kΩ.

Le condensateur C de la figure 4 a été décomposé, ici, en trois condensateurs C_1, C_2 et C_3, dont les valeurs s'échelonnent selon une progression géométrique de raison voisine de 2 (100 nF, 220 nF et 470 nF). Un commutateur K à trois positions sélectionne l'un de ces condensateurs, ce qui donne trois gammes de sensibilité, s'ajoutant au réglage progressif par le potentiomètre P.

La tension de charge du condensateur est appliquée à la grille du FET T_2, de type 2N3819. On la retrouve, avec le décalage dont nous avons déjà parlé, aux bornes de la résistance R_3 de 2,2 kΩ qui charge la source.

L'amplificateur différentiel met en jeu les trois transistors NPN T_3, T_4 et T_5, tous de type BC317. En fait, T_3 fonctionne en source de courant constant, alimentant les émetteurs de T_4 et T_5. A cet effet, sa base est portée à un potentiel voisin de 1,4 V, grâce aux deux diodes D_3 et D_4 de type 1N914, polarisées par la résistance R_5 de 22 kΩ. Aux bornes de la résistance R_6 de 330 Ω, on retrouve ainsi une tension de l'ordre de 0,7 V, ce qui correspond à un courant d'émetteur de 1,4 mA environ.

La base de T_4 est reliée, à travers la résistance R_4 de 2,7 kΩ, à la source de T_2 : elle reçoit donc la tension v_s. La tension v_1 appliquée sur la base de T_5, et qui détermine le seuil de basculement, est déterminée par le pont des résistances fixes R_9 et R_{10} de 6,8 kΩ, et de la résistance ajustable AJ de 10 kΩ. Grâce à cette dernière, on peut compenser les dispersions de caractéristiques du FET T_2.

Tant que la tension J_s est inférieure à v_1, T_4 est bloqué, tandis que T_5, chargé dans son collecteur par la résistance R_8 de 8,2 kΩ, conduit à la saturation. Dans ces conditions, le transistor BDX16, T_6, dont le potentiel d'émetteur est

imposé par la diode zener DZ_1 de 6,2 V, conduit. Son courant de collecteur alimente la bobine du relais, à travers la résistance R_{12} de 68 Ω (1 W). Le contact « travail » K_3 est donc fermé, et la lampe L_1 de l'agrandisseur reçoit la tension du secteur.

Dès que v_1 atteint, puis dépasse, le seuil v_1, la situation s'inverse. T_4 conduit, tandis que T_5 se bloque, entraînant le blocage de T_6. Le relais n'étant plus alimenté, le contact K_3 s'ouvre et l'agrandisseur s'éteint.

L'ALIMENTATION

L'ensemble des circuits du posemètre fonctionne sous une tension continue stabilisée, d'environ 23 V. La tension du secteur est abaissée à 26 V par le secondaire du transformateur TR. Quatre diodes D_5 à D_8, de type 1N4004, assurent le redressement à double alternance. Elles sont suivies par le condensateur de filtrage C_4 de 1 000 μF (tension de service 63 V).

Une tension de référence de 24 V est obtenue grâce à la diode zener DZ2, alimentée à travers la résistance R_{18} de 2,2 kΩ. Elle est appliquée sur la base du transistor ballast T_9, NPN de puissance, de type 2N2055.

On notera la présence d'une diode électroluminescente (LED) polarisée à travers la résistance R_{19} de 5,6 kΩ. Cette diode sert de témoin de fonctionnement, puisqu'elle s'allume dès la fermeture de l'interrupteur général I_2. En même temps, elle consomme en permanence un courant permettant de polariser la diode zener DZ_1.

III - LES DISPOSITIFS DE DÉPART ET DE REMISE À ZÉRO

Pour que la manœuvre du posemètre soit agréable, nous avons estimé que, d'une part, la mise en route de l'agrandisseur devait s'opérer simplement en appuyant sur un bouton poussoir et que, d'autre part, la remise à zéro (décharge des condensateurs C_1, C_2 ou C_3), devait être automatique, et survenir dès l'extinction de L_1. Ces conditions nous ont conduit à l'utilisation des transistors T_7 et T_8, dont nous allons maintenant analyser le fonctionnement.

Le contact K_1 du relais est un contact « repos ». Il est donc fermé quand la bobine n'est pas excitée. En particulier, il se ferme à la fin de la pose, quand l'agrandisseur s'éteint. A partir de ce moment, et par le pont des résistances R_{15} de 15 kΩ et R_{14} de 820 Ω, la base de T_3, NPN de type BC317, est portée à un potentiel suffisamment positif (environ 1 V) pour que ce transistor conduise. Le condensateur qui était chargé, se décharge à travers T_7, et la résistance R_{13} de 100 Ω est destinée à limiter le courant de pointe.

Mais la grille de T_2, retombant au potentiel zéro, on se retrouve dans les conditions décrites au début de notre explication, et l'agrandisseur va s'allumer... dès qu'il s'éteint, ce qui ne correspond évidemment pas au fonctionnement demandé. Pour remédier à cet état de chose, on fait intervenir le transistor T_8 (NPN de type 2N3053). Le bouton-poussoir est un modèle dont les contacts sont fermés au repos, et s'ouvrent quand on presse le cabochon. Dès la fermeture de K_1, le poussoir étant fermé, T_8 est rendu conducteur par les résistances R_{17} de 3,3 kΩ et R_{16} de 1 kΩ. Dans ces conditions, même si T_6 redevient conducteur, son courant de collecteur passe à travers T_8, qui court-circuite la bobine du relais : ce dernier n'est donc pas alimenté, et l'agrandisseur reste éteint.

Pour amorcer la pose, on presse le poussoir, ce qui bloque T_8. Le courant de T_6 passe alors dans la bobine, K_3 se ferme, et l'agrandisseur s'allume. En même temps, K_1 s'ouvre, ce qui bloque à la fois T_7 et T_8 jusqu'à la fin de la pose, même si on relâche aussitôt le poussoir.

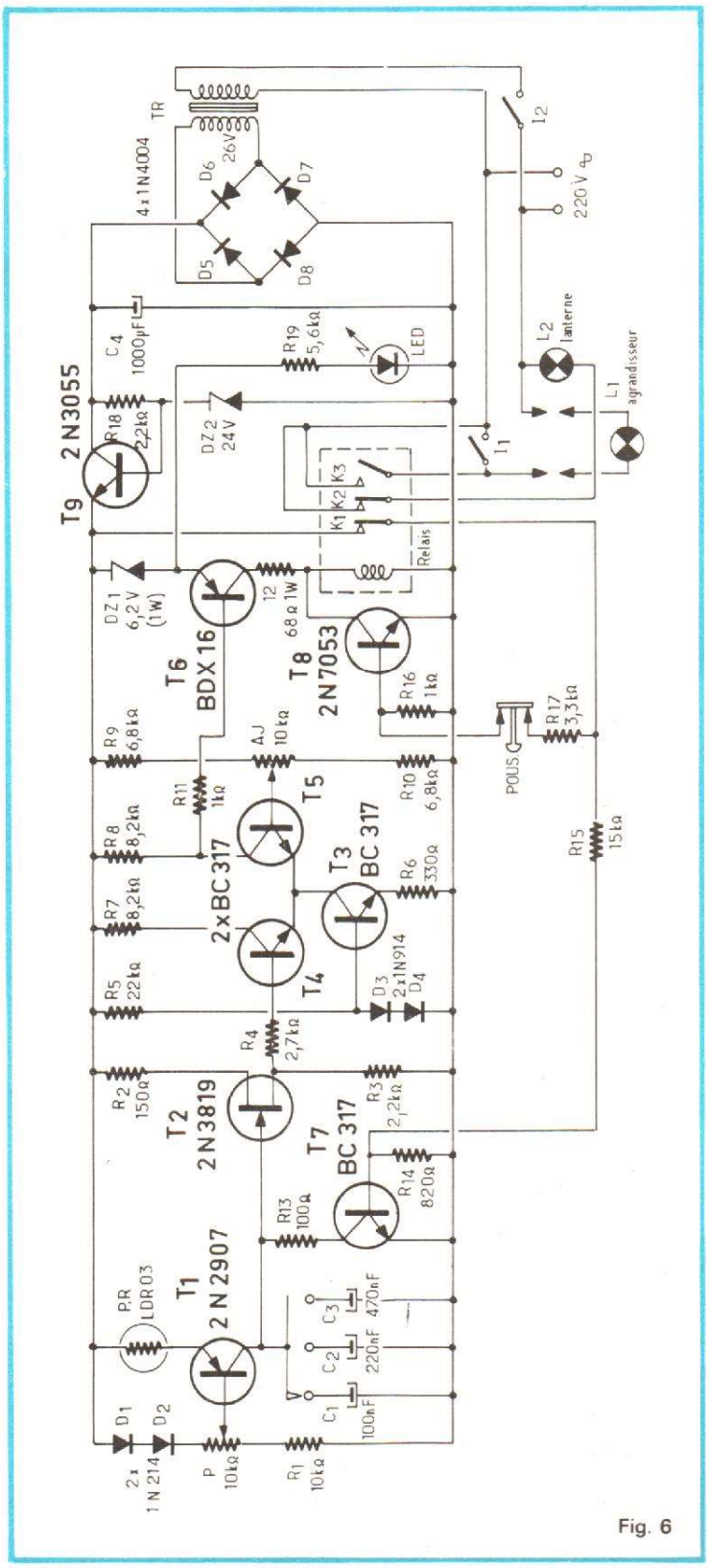


Fig. 6

IV - LES CIRCUITS ANNEXES

Ils sont deux, et très simples. Le premier, constitué du seul interrupteur I_1 monté en parallèle avec la section K_3 du relais, permet d'allumer l'agrandisseur sans faire fonc-

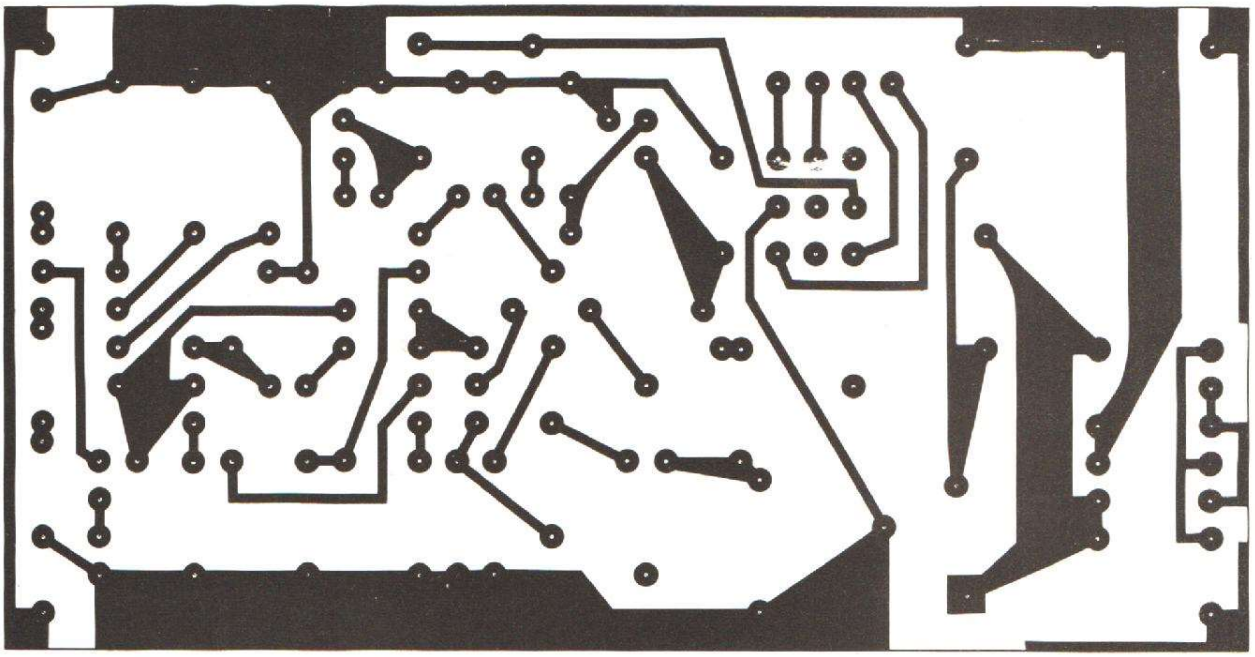


Fig. 7

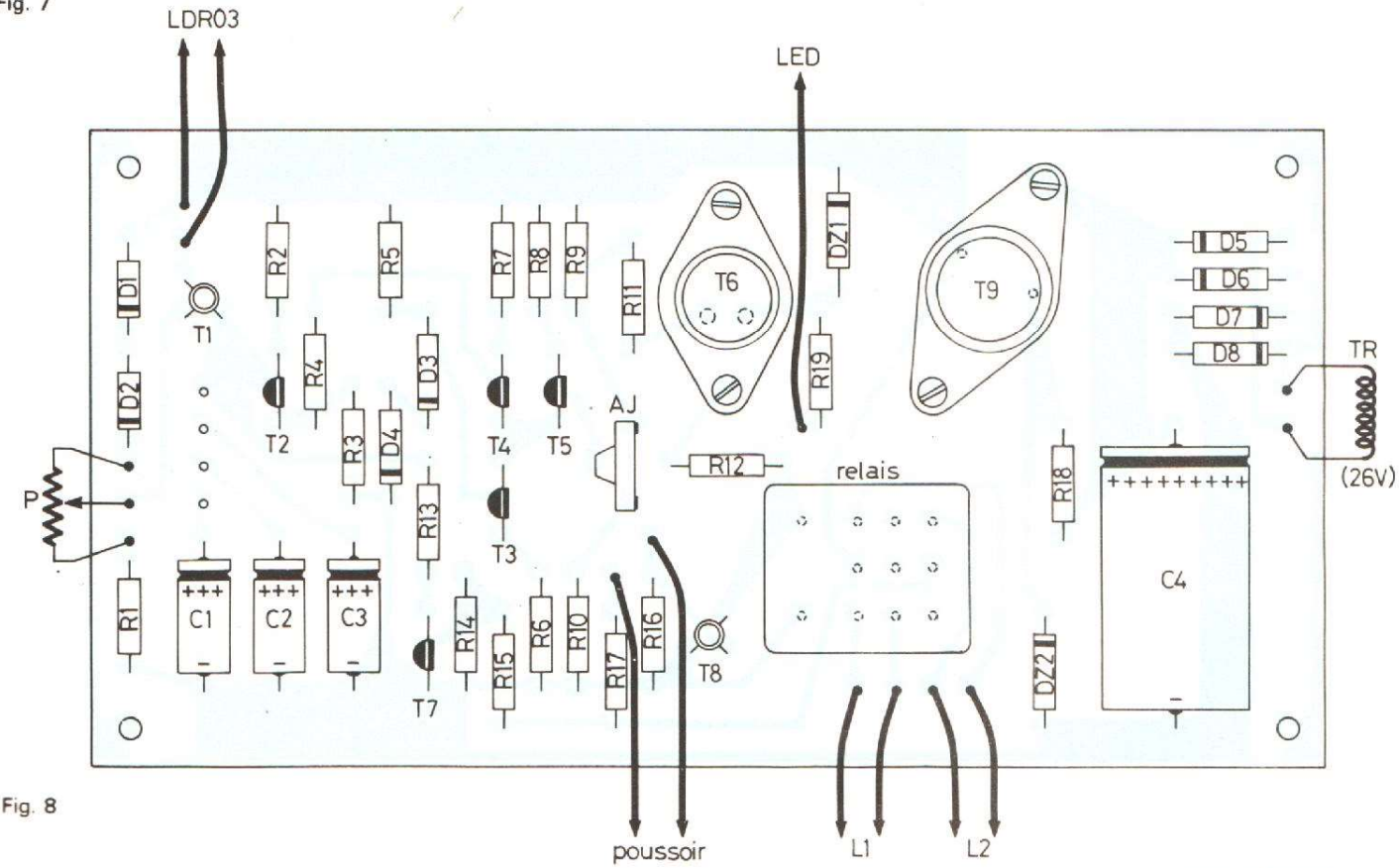


Fig. 8

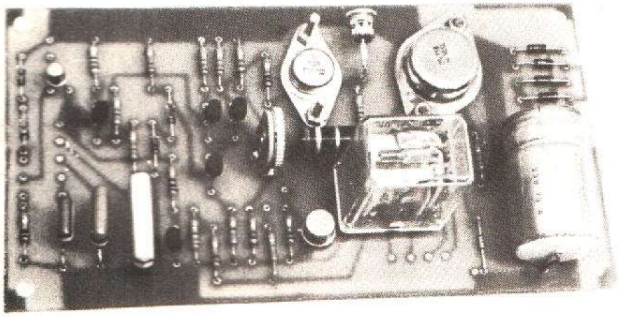


Fig. 9

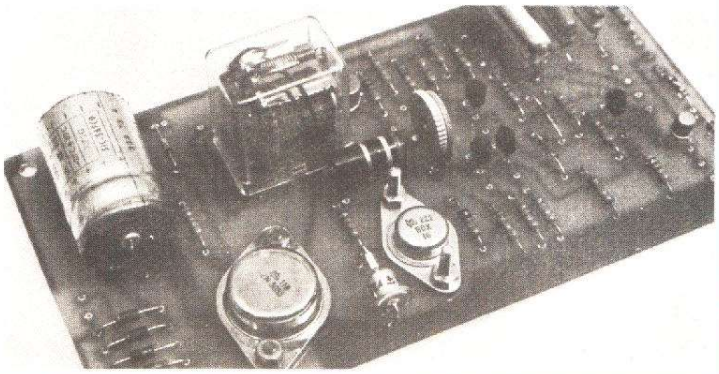


Fig. 10

tionner le posemètre. Il autorise donc les opérations de cadrage et de mise au point.

Le deuxième utilise les contacts « repos » de la section K_2. La lanterne d'éclairage du laboratoire, alimentée à travers ces contacts, s'éteint alors automatiquement dès la mise en route du posemètre. Cette précaution est obligatoire pour que, notamment lors des longs temps de pose, la lumière de la lanterne ne vienne pas fausser la mesure par un éclairage parasite.

C - RÉALISATION PRATIQUE ET MISE AU POINT DES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

I - LE CIRCUIT IMPRIMÉ

La quasi-totalité du montage est câblée sur un circuit imprimé de 8,5 cm de largeur sur 16,5 cm de longueur, dont la figure 7 donne le dessin à l'échelle 1, ou par la face cuivrée du stratifié. On utilisera un support en verre époxy, à la fois pour des questions de solidité, et pour éviter les risques de courants de fuite dans l'isolant : ces courants pourraient fausser le régime de charge du condensateur intégrateur.

La figure 8 donne le plan de câblage. Elle est complétée par les photographies des figures 9 et 10. Le relais utilisé est le modèle FR11P (type 145 G, pour fonctionnement sous 12 V) des établissements Elesta. On peut le trouver, par exemple, chez Radio-Relais. Il est présenté sous capot plastique (voir figure 11), et peut couper 2A sous une tension de 220 V, ce qui est beaucoup plus que suffisant pour n'importe quelle lampe d'agrandisseur (la plupart ont une puissance de 60 W).

II - LE CÂBLAGE ET LA MISE AU POINT

Pour éviter le risque de se trouver devant un circuit terminé et... ne « marchant » pas, nous conseillons de procéder au câblage progressivement, en suivant les étapes indiquées ci-dessous, et en effectuant les contrôles au fur et à mesure.

1) Câbler les diodes D_5, D_6, D_7, D_8, le condensateur C_4, la résistance R_{18} et la diode zener DZ_2. Raccorder provisoirement le transformateur. La figure 12 explicite le brochage de celui que nous avons utilisé et qu'on peut trouver chez Radio-Relais sous la référence 213/10/E (deux enroulements secondaires de 13 V, puissance 10 VA). Ces deux enroulements sont connectés en série pour obtenir 26 V. Un contrôleur branché entre le pôle (—) et la cathode de la zener doit indiquer 24 V (à ± 1 V près). Aux bornes de C_4, on doit trouver environ 35 V.

2) Câbler T_9 (les liaisons de collecteur sont assurées par les vis de fixation, qu'on munira de rondelles éventail pour garantir un bon contact électrique), T_1, T_2, D_1, D_2, R_1, C_1, C_2, C_3, R_2 et R_3. Raccorder provisoirement la photorésistance, le potentiomètre P et le commutateur K par quelques fils souples. Placer la photorésistance en lumière très atténuée (à l'intérieur d'une boîte d'allumettes vide, par exemple). Brancher un voltmètre (échelle 10 à 15 V continus) entre la masse et la source de T_2. A la mise sous tension, le voltmètre doit indiquer instantanément une tension de quelques volts (2 à 5 environ), puis monter progressivement. Vérifier que la vitesse de montée de la tension dépend de l'éclairement (entrouvrir la boîte contenant la cellule), du réglage de P, et du choix du condensateur (commutateur K).

3) Câbler T_3, T_4, T_5, D_3, D_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, AJ, R_4. Brancher un voltmètre continu (échelle 50 V ou 30 V) entre la masse et le collecteur de T_5. A la mise sous tension, ce contrôleur doit indiquer environ 10 V (à 2 ou 3 V près), la résistance AJ étant à mi-course. Puis, après un certain temps, le condensateur se chargeant, cette même tension doit passer brusquement à 23 ou 24 V.

4) Câbler T_6, DZ_1, R_{12} et le relais. Brancher à nouveau le contrôleur entre la masse et la source de T_2. Régler AJ pour que le relais décolle quand la tension aux bornes de R_3 passe par la valeur 10 V (on voit aisément les contacts bouger sans être obligé de brancher une lampe de contrôle.

5) Terminer le câblage en fixant tous les autres composants.

D - LES PROBLÈMES MÉCANIQUES

L'installation mécanique du posemètre imposait un choix sur la technique de mesure des éclairements. En effet, deux solutions sont possibles :
— mesure par réflexion : la cellule, disposée au-dessus du plateau de l'agrandisseur, reçoit une partie des rayons réfléchis par la surface sensible du papier (fig. 13). Cette méthode n'impose pas la fabrication d'un margeur spécial, mais présente des incon-

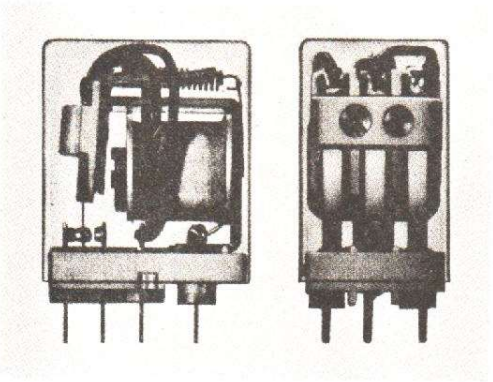


Fig. 11

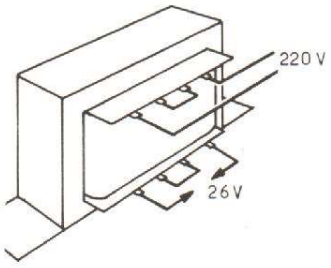


Fig. 12

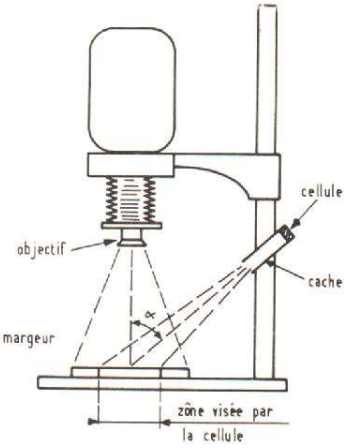


Fig. 13

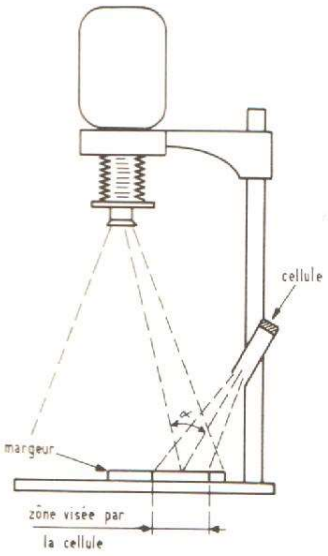


Fig. 14

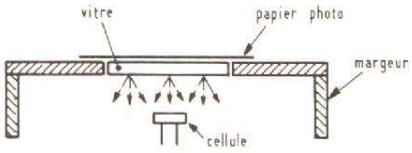


Fig. 15

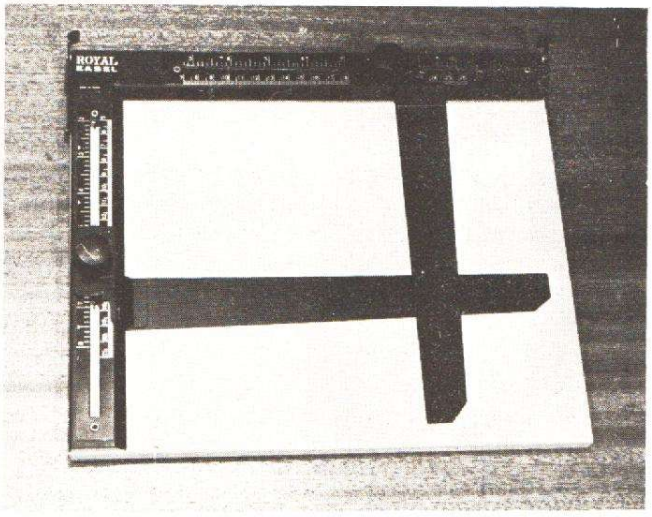


Fig. 16

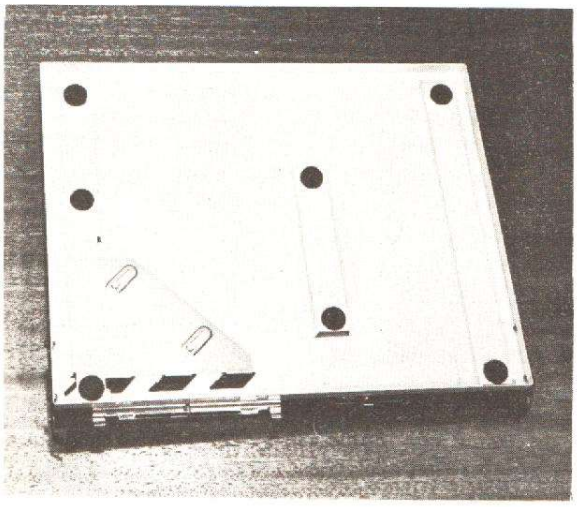


Fig. 17

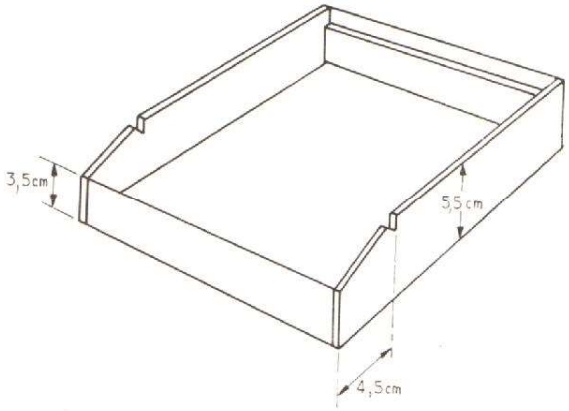


Fig. 18

vénients. Le principal d'entre eux est que, si on agrandit une fraction d'un cliché non situé au centre du négatif, il faut changer l'orientation de la cellule (fig. 14). Les conditions de mesure sont alors différentes, puisque le coefficient de réflexion du papier change avec l'angle d'incidence. Il n'est plus possible, alors, de réaliser un étalonnage sérieux.

— mesure par transmission : la cellule, disposée sous le papier, reçoit la lumière qui traverse ce dernier, et qui est largement diffusée dans son épaisseur. Elle est donc toujours placée dans les mêmes conditions de travail (fig. 15).

I - PRÉPARATION MÉCANIQUE DU MARGEUR

Elle dépendra en partie du modèle utilisé, et nous ne pouvons donc pas en fournir une description détaillée universellement utilisables. Nous traiterons donc l'exemple de notre réalisation personnelle, qu'il sera facile d'extrapoler à d'autres cas.

L'appareil de départ (fig. 16), permet tous les formats jusqu'à 21 x 27 cm. Pour le logement de la fenêtre de visée, nous avons tenu compte du fait qu'il ne nous arrive jamais de travailler au-dessous du format 12 x 17 cm. Il faut d'autre part tenir compte des éléments qui peuvent exister sous le plateau, et qui conditionnent la place disponible pour le perçage. Ce sont, par exemple, des cornières de renfort qui assurent la rigidité, et éventuellement les glissières de réglage de la largeur des marges (fig. 17).

Il est souhaitable, enfin, que l'échantillonnage de lumière soit effectué vers le centre ou dans la partie inférieure du cliché, afin d'éviter les sous-expositions qu'on constaterait si la cellule visait une zone de ciel, par exemple. Nous avons finalement opté pour une fenêtre de 6 cm sur 8 cm, qui se trouve située dans le bas et à droite d'un cliché de 12 cm sur 15 cm. Cette fenêtre est formée par un morceau de verre ou de plastique transpa-

rent (nous avons utilisé du plexiglas), qu'on recouvrira d'une feuille de calque, afin que l'observation de l'image soit possible en l'absence de papier dans le margeur.

II - RÉALISATION DU SOCLE ET CÂBLAGE

Il a été construit en contreplaqué de 10 mm d'épaisseur pour les côtés verticaux et de 5 mm pour le fond et le panneau portant les commandes. Là encore, nous ne pouvons donner toutes les cotes, puisqu'elles dépendent du margeur choisi. Celui-ci, en effet, vient s'emboîter sur le socle, comme le montre la photographie de l'appareil fini.

En revanche, les quelques cotes que nous indiquons dans la figure 18 doivent être respectées, car elles conditionnent la possibilité de loger d'une part les organes de commande (potentiomètre, poussoir, commutateur, interrupteur, voyant), et d'autre part le circuit surmonté de son relais et le transformateur d'alimentation.

Le fond de la boîte reçoit le fil d'arrivée du 220 V, ainsi que deux prises (type « secteur »), pour le branchement de l'agrandisseur et de la lanterne. Afin d'éviter les fausses manœuvres, l'interrupteur I_1, lui aussi du type « secteur », a été placé contre la paroi latérale droite. Les photographies des figures 19 et 20 illustrent suffisamment l'installation mécanique pour vous dispenser de longues explications.

Ces mêmes photographies montrent la disposition interne des divers sous-ensembles, ici en cours de câblage. Pour obtenir une disposition propre des fils, nous avons utilisé des barrettes-relais, qu'on trouvera chez n'importe quel électricien.

La cellule, placée à la verticale du centre de visée, est maintenue par collage contre le fond de la boîte. La figure 21 montre l'appareil terminé, sur lequel il ne reste plus qu'à placer le margeur pour aboutir au résultat de la figure 22.

D - ÉTALONNAGE ET UTILISATION DU POSEMÈTRE

I - PRINCIPE DE L'ÉTALONNAGE

L'étalonnage doit être réalisé pour chaque type de papier utilisé, c'est-à-dire pour chaque marque, pour tous les supports (papier mince, cartoline, etc.) et pour les différentes gradations (normal, doux, dur). En fait, il est rare qu'un utilisateur change fréquemment de marque de papier, et le travail peut donc porter pratiquement sur deux modèles de supports, et trois gradations.

On choisira un négatif aussi homogène que possible, sans grandes plages claires ou sombres, et on l'agrandira en recherchant le temps de pose jugé idéal par la méthode habituelle des essais, c'est-à-dire sans utiliser le posemètre. Quand le temps d'exposition sera ainsi déterminé, il faudra sacrifier une feuille de papier (qu'on ne développera pas), et la mettre dans le margeur, posemètre branché. On recherchera alors les positions du commutateur, et du potentiomètre, qui conduisent à la même durée de pose.

Les résultats pourront être consignés sous forme d'un tableau, affiché dans le laboratoire photo.

II - MODIFICATION DE LA SENSIBILITÉ

Pour certains, la sensibilité du posemètre pourra sembler trop grande ou trop faible, la majorité des travaux s'effectuant dans la gamme I seulement, ou au contraire dans la gamme III, et avec le potentiomètre presque à bout de course (cela dépend des papiers utilisés le plus couramment).

Il est très facile de remédier à cet état de choses en modifiant les valeurs des condensateurs C_1 à C_3. On peut prendre par exemple :

C_1 = 47 nF
C_2 = 100 nF
C_3 = 220 nF

ou au contraire :

C_1 = 220 nF
C_2 = 470 nF
C_3 = 1 μF

E - QUELQUES REMARQUES COMPLÉMENTAIRES

I - OSCILLATIONS PARASITES

Sur notre appareil, nous avons noté parfois une entrée en oscillation du relais, qui se met à battre, ouvrant et fermant périodiquement le relais. Si pareille mésaventure se produisait, les choses ren-

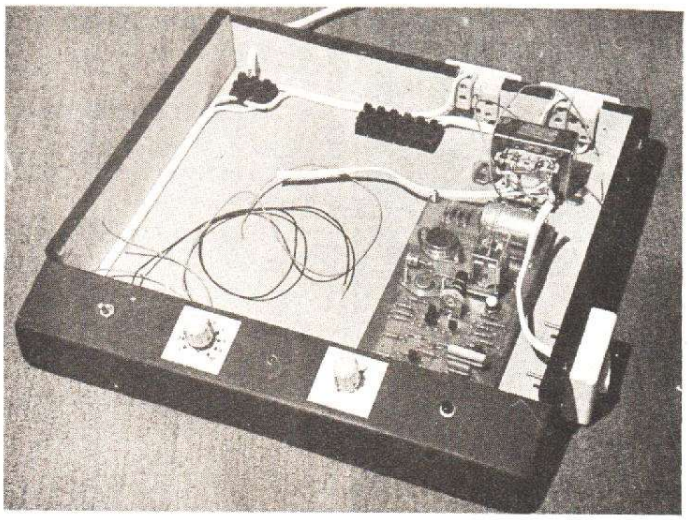


Fig. 19

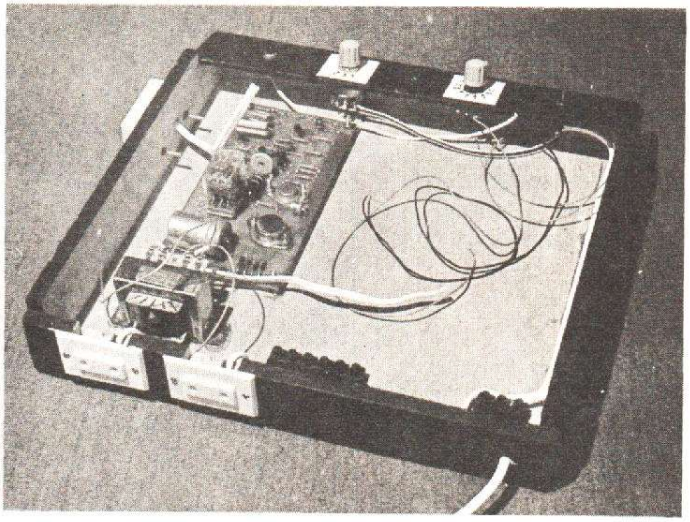


Fig. 20

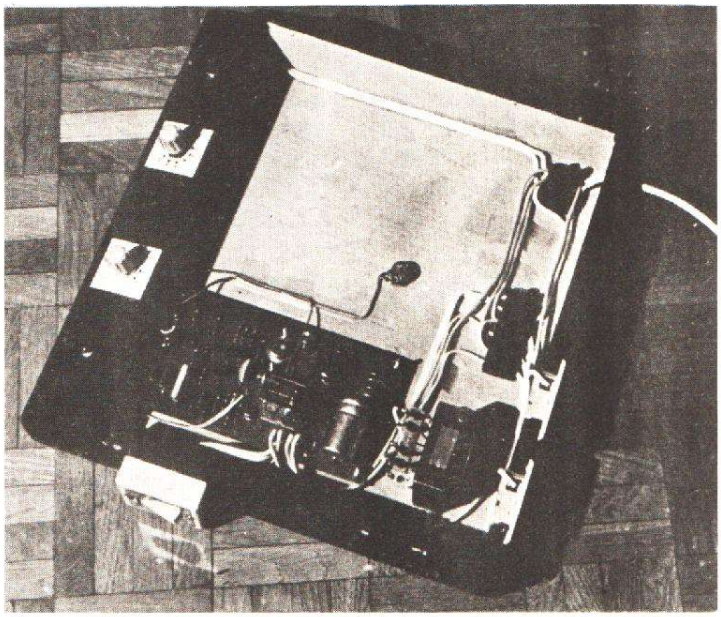


Fig. 21

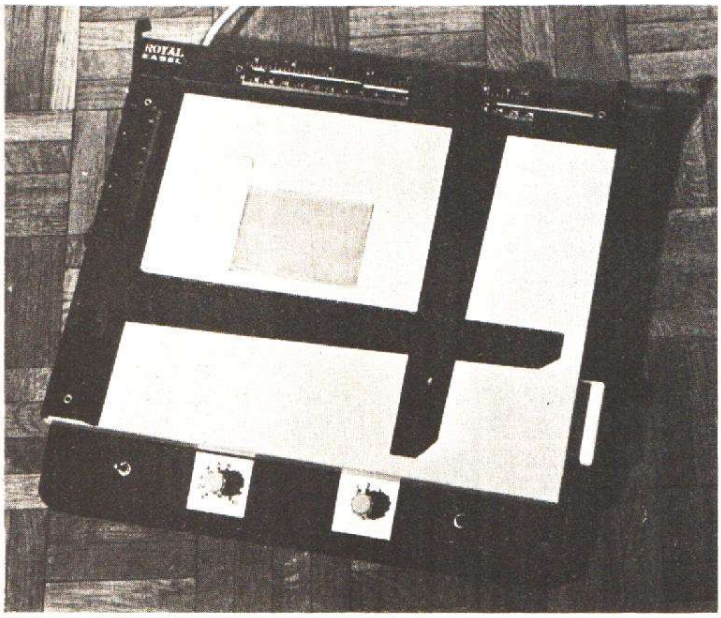


Fig. 22

trent facilement dans l'ordre en soudant un condensateur de 100 nF aux bornes des contacts K_1. La photographie de la figure 23 montre que nous avons placé ce condensateur sous le circuit imprimé, où il tient très aisément.

II - PROTECTION DE LA CELLULE

Pour éviter une modification de l'étalonnage, il est conseillé de ne jamais exposer la cellule aux fortes intensités lumineuses. Nous avons résolu cette question en découpant une feuille de bristol noir, qui est placée sur le margeur chaque fois que la lumière d'ambiance doit être allumée.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances (5 % - 0,5 W)
R_1 = 10 kΩ
R_2 = 150 Ω
R_3 = 2,2 kΩ
R_4 = 2,7 kΩ
R_5 = 22 kΩ
R_6 = 330 Ω
R_7 = 8,2 kΩ
R_8 = 8,2 kΩ
R_9 = 6,8 kΩ
R_{10} = 6,8 kΩ
R_{11} = 1 kΩ
R_{13} = 100 Ω
R_{14} = 820 Ω
R_{15} = 15 kΩ
R_{16} = 1 kΩ
R_{17} = 3,3 kΩ
R_{18} = 2,2 kΩ
R_{19} = 5,6 kΩ
Résistance 5 % 1 W
R_{12} = 68 Ω
Ajustables et potentiomètres
AJ = 10 kΩ
P = 10 kΩ (linéaire)
Condensateurs à isolant plastique
C_1 = 100 nF
C_2 = 220 nF
C_3 = 470 nF
Condensateur chimique
C_4 = 1000 μF (63 V)

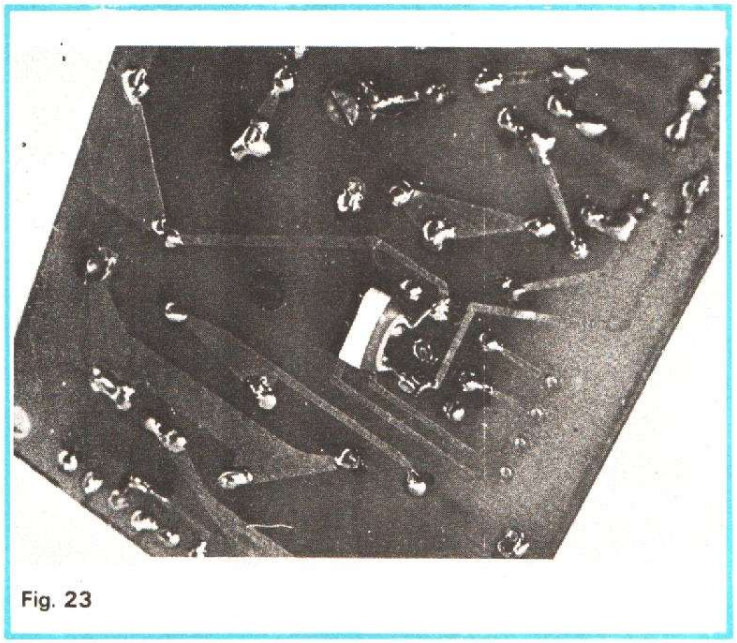


Fig. 23

Diodes
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = 1N914
$D_5 = D_6 = D_7 = D_8$ = 1N4004
DZ_1 = 6,2 V (1 W)
DZ_2 = 24 V (400 mW)
LED = rouge
Transistors
T_1 = 2N2907
T_2 = 2N7819
$T_3 = T_4 = T_5 = T_7$ = BC317
T_6 = BDX16
T_8 = 2N3053
T_9 = 2N3055
Photorésistance
LPR03
Transformateur
2 enroulements de 13 V, 10 VA
Divers
1 poussoir à rupture de contact en appuyant
1 commutateur 1 circuit 3 positions
1 relais Elesta 3RT FR11P type 145 G interrupteurs, prises, etc.

R. RATEAU

adaptateur pour alimentation des circuits

à haut niveau d'intégration

LES circuits intégrés MSI et LSI de même que les circuits hybrides actuellement commercialisés par les fabricants les plus connus nécessitent généralement plusieurs niveaux de tension d'alimentation : les plus courants sont + 5 V et - 12 V et accessoirement + 12 V.

Pour réaliser des essais avec ces circuits il faut donc prévoir deux ou trois alimentations distinctes dont les 0 V seront reliés ou prévoir sur le montage des régulateurs indépendants alimentés à partir d'un ou plusieurs transformateurs basse tension et les circuits de redressement et filtrage indispensables. Tout ceci est bien compliqué aussi nous pensons que nos lecteurs seront enthousiasmés par cette réalisation simple décrite ci-dessous.

Pour l'utiliser, il faut disposer au départ d'une alimentation régulée basse tension fournissant au moins 24 V sous un courant compatible avec ce que les circuits intégrés demandent pour leur alimentation. En connectant l'entrée de notre adaptateur à cette alimentation, nous obtiendrons un 0 V, du + 5 V, du - 12 V et du + 12 V, c'est-à-dire qu'en plus des circuits LSI nous pourrons également alimenter les circuits linéaires genre 709 ou 741 que l'on trouve dans de nombreuses réalisations actuelles.

Reportons-nous à la figure 1 afin d'examiner le

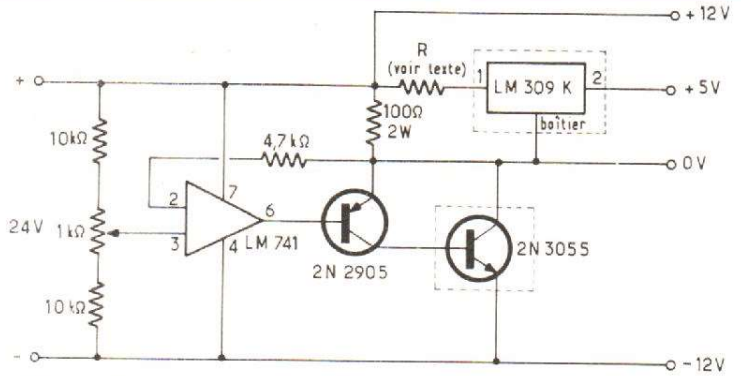


Fig. 1. – Création d'un point milieu artificiel.

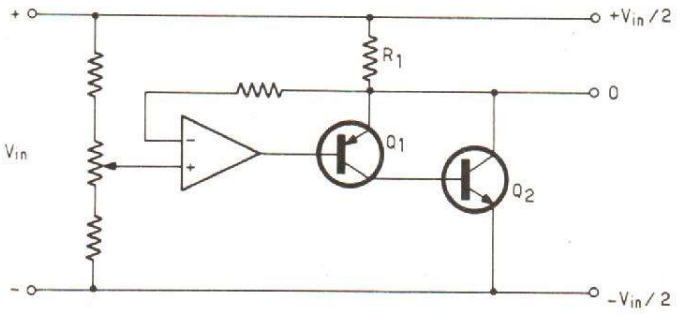


Fig. 2. – Schéma de principe de l'adaptateur de tension.

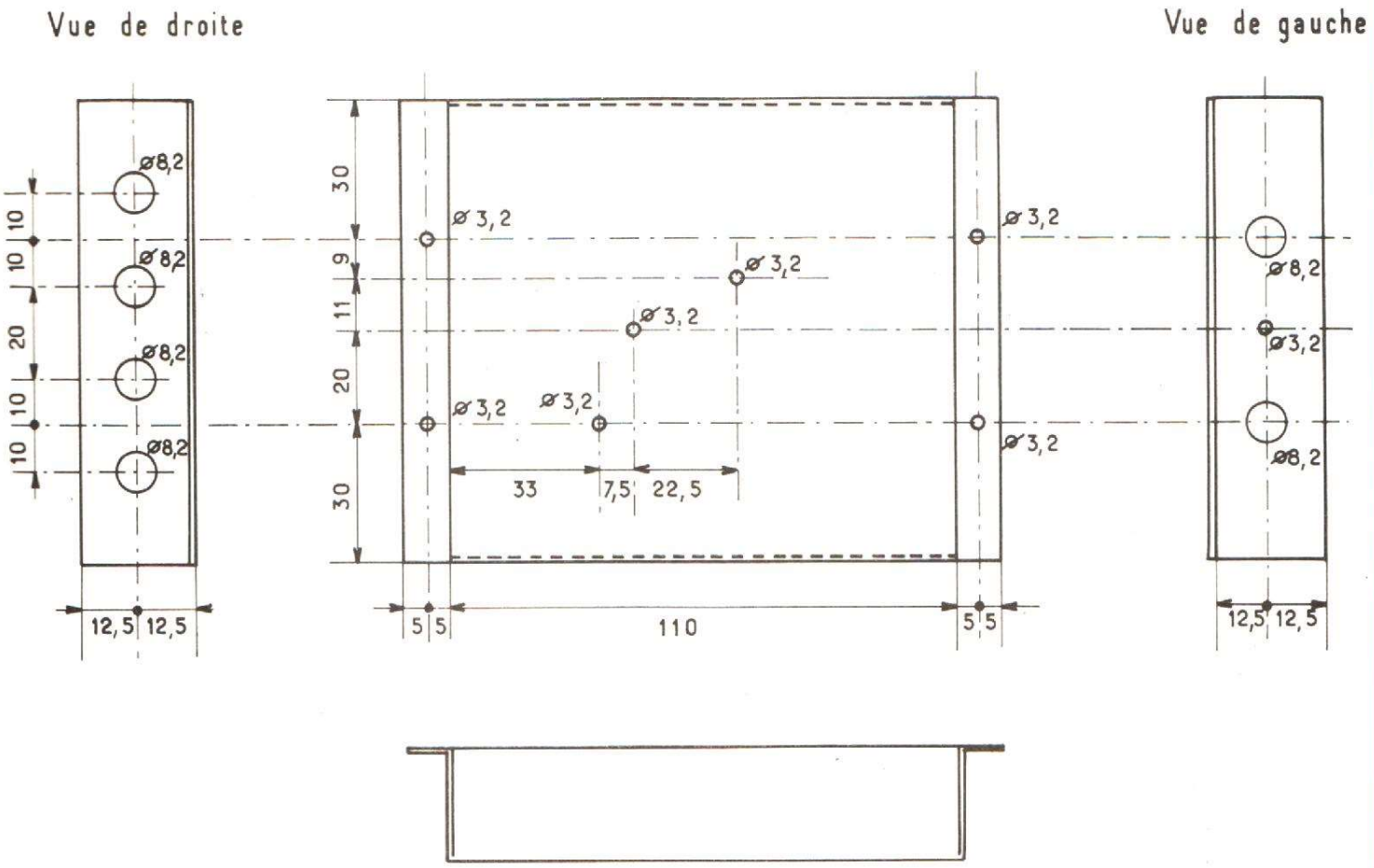


Fig. 3. – Châssis pour le montage du circuit imprimé.

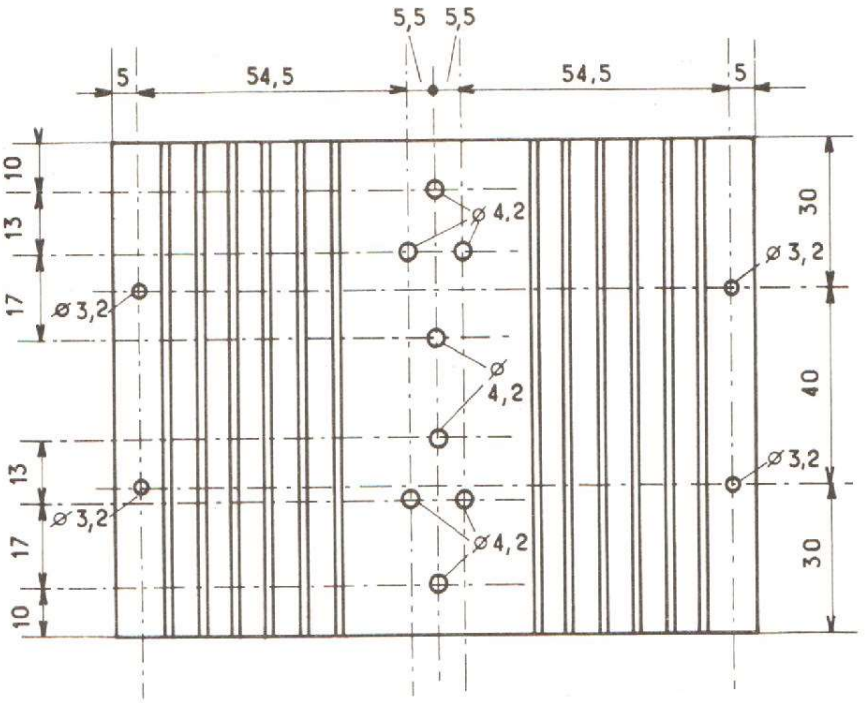


Fig. 4. – Découpage du radiateur (profilé Co 225P).

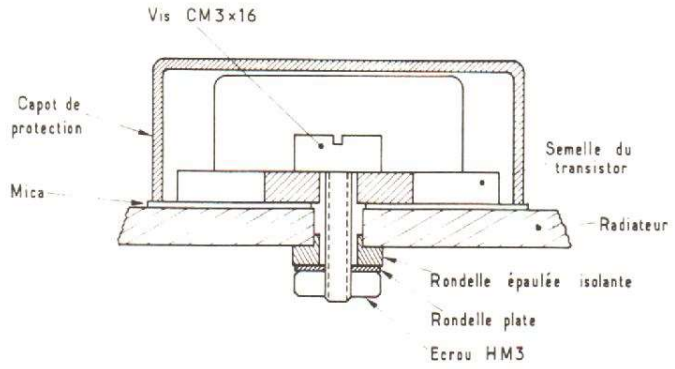


Fig. 5. – Détail de montage des transistors de puissance.

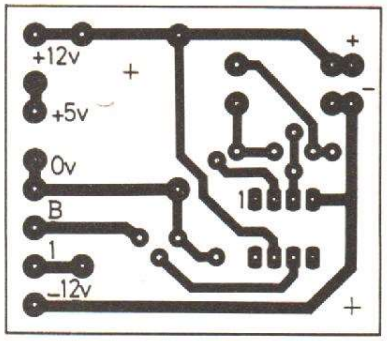


Fig. 6a.

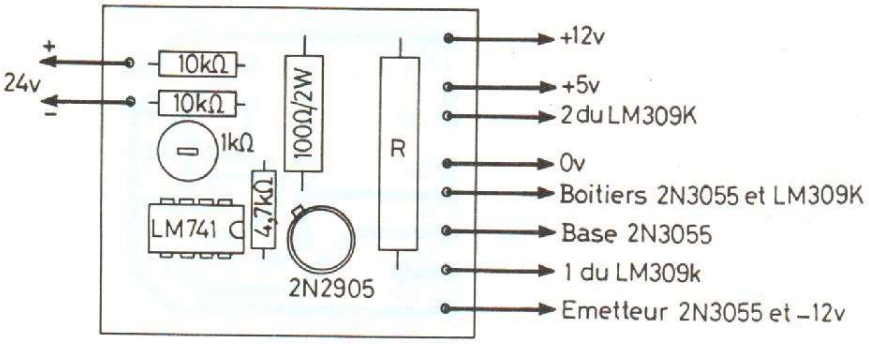


Fig. 6b.

principe utilisé pour la réalisation de cet adaptateur.

Il est nécessaire de créer un point milieu au 24 V d'entrée de part et d'autre duquel nous pourrons mesurer respectivement + 12 Volt – 12 V. Pour y parvenir nous faisons conduire plus ou moins un transistor NPN dans le collecteur duquel est placée une résistance. Suivant le courant tiré par ce transistor, la tension aux bornes de la résistance sera variable, à nous de la fixer à une valeur moitié de la tension d'entrée.

Ceci est réalisable en comparant sur les entrées d'un amplificateur opérationnel une tension de référence obtenue à partir d'un diviseur résistif et la tension sur le collecteur du transistor NPN. Si la tension de référence est réglée à Vin/2 et que sur le collecteur de Q_2 nous ayons une tension supérieure à Vin/2, l'entrée inverting de l'amplificateur opérationnel se trouve à une valeur plus élevée que l'entrée non inverting donc la tension de sortie tend à diminuer ce qui fait conduire davantage Q_1 qui fournit un courant de base supérieur à Q_2 lequel tire un courant plus important sur son collecteur, augmente la chute de tension dans R_1 et voit ainsi la tension sur collecteur diminuer. Si cette tension descend en-dessous de la tension de référence, en sortie, de l'amplificateur opérationnel, la tension augmentera, Q_1 conduira moins, Q_2 tirera moins de courant, la tension aux bornes de R_1 diminuera et sur le collecteur de Q_2 on atteindra une tension d'équilibre égale à la tension de référence.

Nous règlerons donc la tension de référence à la moitié de la tension d'alimentation et nous obtiendrons en sortie un point 0, un point + V/2 et un point – V/2.

Si le besoin s'en faisait sentir, on pourrait obtenir pareillement un point 0, un point + V/4 et un point – 3 V/4 par exemple, de même que tout autre rapport supérieur ou inférieur.

Dans notre cas avec une tension d'entrée 24 V nous avons déjà de cette manière défini les points 0 V, + 12 V et – 12 V. Il reste le + 5 V à fixer.

Pour cela nous pouvons utiliser un LM 309 K connecté entre le + 12 V et le 0 V comme représenté figure 2, la résistance R en série avec l'entrée étant à définir en fonction du courant tiré sur le + 5 V. Il est souhaitable avec ce régulateur de ne pas descendre la tension d'entrée en-dessous de 7,5 V pour assurer une bonne régulation au 5 V de sortie. En conséquence, si l'on souhaite pouvoir tirer jusqu'à 1,5 A par exemple, la résistance R sera choisie égale à 3 Ω.

Cette résistance permet de dissiper moins de puissance dans le LM 309 K tout en conservant une bonne régulation, ainsi dans le cas où l'on souhaiterait tirer 1,5 A sur le 5 V, sans cette résistance il faudrait dissiper 10,5 W dans le LM 309 K, avec elle, cette expérience descend à 3,75 W, les 6,75 W de différence étant à dissiper par la résistance de 3 Ω, il faudra donc prévoir une résistance de puissance nominale égale à 8 W.

Le montage de l'ensemble a été réalisé à partir d'un radiateur standard SEEM sur lequel nous avons fixé un petit châssis en aluminium de 1 mm (dont les cotes sont données figure 3) et à l'intérieur de celui-ci nous avons disposé le circuit imprimé équipé du LM 741 et des quelques composants discrets, le LM 309 K et le 2N 3055 étant, eux, montés sur le radiateur, isolés de celui-ci par un mica, et leurs boîtiers protégés de tout contact avec un fil extérieur par des capots plastiques prévus à cet effet.

Il est prévu sur le circuit imprimé de monter soit un potentiomètre d'ajustage multitours soit un potentiomètre 1 tour genre T7YB Sfernice.

J.-Cl. PIAT F2ES

TRANSFORMATIONS ET PROGRES DE LA TELEVISION

SUR GRAND ECRAN

LES PROJECTEURS MODERNES À TUBES DE PROJECTION

Les projecteurs récents permettent d'obtenir des images en couleurs de grande surface, mais leurs principes restent toujours les mêmes que ceux indiqués précédemment. Il y a, d'une part, des appareils à tubes de grande brillance combinés, la plupart du temps avec des dispositifs à optique de Schmidt. D'autre part nous avons des appareils à sources lumineuses distinctes, avec écran à transparence variable ou déformables à réflexion variable.

Le **Telebeam** de Kalart Victor est ainsi un appareil de dimensions et de prix relativement réduits, appartenant à la première catégorie, permettant d'obtenir des images jusqu'à 4,50 m x 6 m, aussi brillantes que celles provenant d'un film de 16 mm. Il comporte un miroir concave sphérique aluminisé, et une plaque de correction classique ; la consommation ne dépasse pas 200 watts, la tension appliquée est de 40 kV. La largeur de bande de l'amplificateur vidéo peut atteindre 12 MHz ; la définition horizontale est de 550 lignes pour la partie centrale. Les dimensions de l'image sont de 1,20 m x 1,80 m – 1,80 m x 2,40 m ou 2,70 m x 3,60 m. La luminance sur écran de 1,80 m x 2,40 m est de 8 à 12 bougies-pied. Cet appareil peut être actionné par un récepteur de télévision de 625 lignes à 25 images/seconde.

Le **Télémégascope,** fabriqué par l'**Electronique Marcel Dassault,** a des caractéristiques comparables. Au centre de l'écran, et pour une image de 1 m de base, l'éclairement est de 120 lux. L'appareil fonctionne avec les standards 625 lignes – CCIR, 625 – UHF, en 819 lignes – VHF et même en 525 lignes. Un circuit de correction permet de projeter dans un angle de ± 15°, en évitant la déformation trapézoïdale. Le tube est alimenté sous 40 kV.

Tous les types de sources d'images vidéo sont utilisables : télé-cinéma, vidéo-cassettes, EVR, console de visualisation, etc. La gamme d'utilisation est donc très vaste.

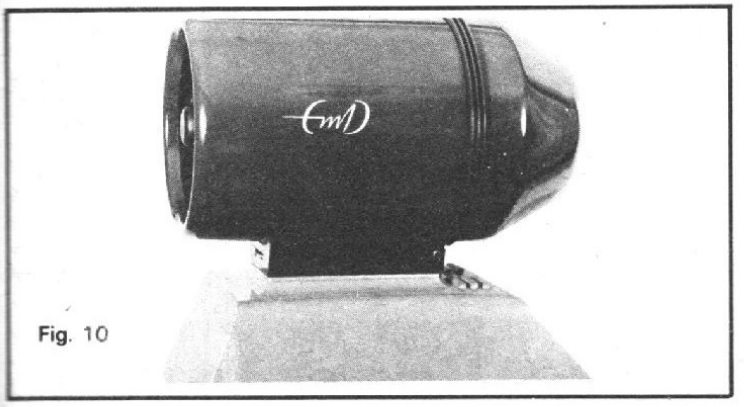


Fig. 10

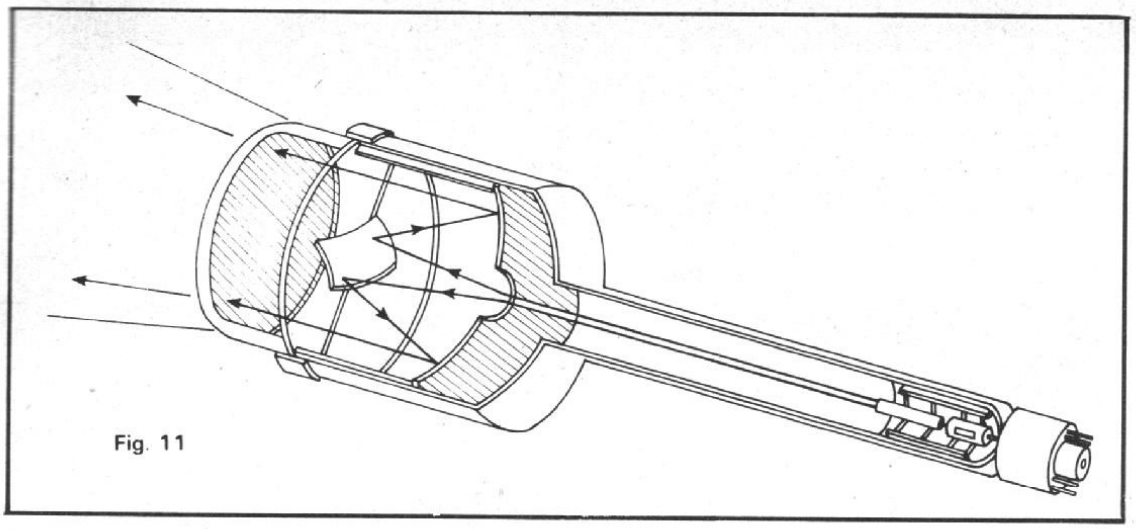


Fig. 11

Cet appareil est relativement léger (50 kg) et peu encombrant. Il peut être posé sur le sol, ou fixé au plafond. Le boîtier de commande peut être éloigné et relié par un câble de 80 mètres au maximum. Mais la distance à l'écran est fixée à deux fois la base de l'image suivant le principe de l'optique de Schmidt (fig. 10).

Le **Videobeam Advent** est un appareil permettant, à la fois, d'obtenir des images en couleurs de très grande surface avec un encombrement relativement réduit, et une facilité d'emploi remarquable ; il fonctionne avec une optique de Schmidt, mais modifiée et simplifiée.

Le tube employé pour la projection monochrome, ou les trois tubes distincts en couleurs fondamentales pour la projection en couleurs, comportent, en effet, comme on le voit sur la figure 11, à l'intérieur même de l'enveloppe où règne le vide, un miroir concave de Schmidt percé d'une ouverture en son centre. Le faisceau cathodique est ainsi projeté et reflété par ce miroir sphérique, qui le canalise à travers une lentille correctrice également disposée sur le tube. La lumière est focalisée à partir de chaque point de la cible sur la surface correspondante du grand écran.

Les trois images fondamentales rouge, vert, et bleu convergent vers l'écran et reconstituent la gamme des couleurs. La déviation du faisceau électronique de chaque tube n'est que de 15° au lieu de 90°, 110° au minimum dans un téléviseur normal. Cette réduction angulaire permet une meilleure linéarité, et une uniformité de l'image sur l'écran, sans système de grille, et sans altération chromatique, grâce à la simplicité du système de convergence directe des trois faisceaux lumineux. Il suffit d'un alignement optique des trois faisceaux.

Tous les éléments optiques complexes sont fixes et solidaires à l'intérieur du tube, de sorte que les réglages optiques sont effectués une fois pour toutes en usine. Le système optique est à l'abri des risques de poussières, de rayures, et de détériorations. Les lentilles frontales de correction sont seules exposées à l'extérieur, et nécessitent un dépoussiérage régulier.

L'écran de grande surface est aluminisé et présente un pouvoir de réflexion élevé, cinq fois plus grand que celui des écrans classiques lenticulaires ou perlés ; il est légèrement concave de 1,73 m de large et 1,30 m de hauteur, c'est-à-dire d'une surface dépassant 2 m². La luminosité est supérieure à 68 nits dans l'axe ; la distance des lentilles de projection à l'écran est de 2,43 m. La bande passante vidéo couleur n'est pas limitée par le système optique ; un dispositif multistandard à réception automatique permet le fonctionnement pour des images NTSC, Pal, ou Secam 525 lignes ou 625 lignes.

Un tuner HF est, d'ailleurs, incorporé ; un haut-parleur à large bande et un amplificateur combiné sont prévus pour la reproduction de la bande passante de 80 à 12 000 Hz. Le haut-parleur directionnel est placé sur la face frontale de l'ensemble de projection et le son se réflète sur l'écran. L'appareil est peu encombrant, l'encombrement des deux unités ne dépassant pas 3,20 m.

UN SYSTÈME ORIGINAL FRANÇAIS À MODULATION DE LUMIÈRE, LE TUBE TITUS

La modulation en intensité d'un faisceau lumineux provenant d'un projecteur classique dont l'intensité peut être aussi grande que nécessaire, offre évidemment des possibilités remarquables. Parmi les solutions récentes proposées le tube français **Titus** étudié par les techniciens des laboratoires L.E.P. offre une solution remarquable au problème de la modulation de la lumière (fig. 12).

Ce tube comporte une lame polarisante associée à un polariseur, ce qui permet d'obtenir une transmittance lumineuse modulable en appliquant sur la lame la tension d'un signal de télévision.

Ce système ne comporte pas d'organe mobile, ni de liquide intérieur ; sa dimension est réduite. Le montage électronique associé est simple, par contre, il ne fonctionne correctement qu'à basse température, de – 535°C, ce qui exige l'emploi d'un système de refroidissement statique. Il a été constamment perfectionné et permet d'obtenir une image couleur très lumineuse sur grand écran.

Il permet, en outre, d'associer la modulation de l'intensité lumineuse à un changement de couleur de la lumière réfléchie. Cette coloration est intéressante pour des applications, dans le domaine de l'affichage des données graphiques ou analogues ; il devient possible de présenter sur très grand écran des données graphiques de tous genres.

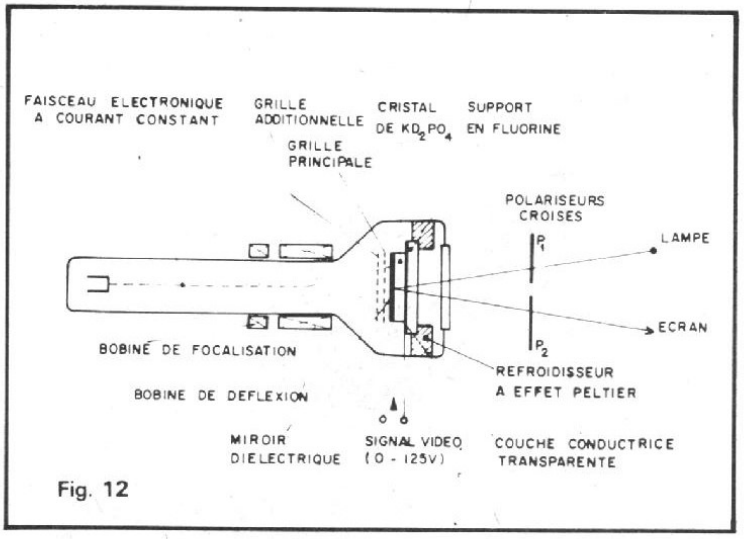


Fig. 12

Le tube fonctionne par modification locale de la bi-réfringence produite par un signal électrique dans une lame mono-cristalline de phosphate di-acide de potassium dautéré (KD_2PO_4). Chaque point de la lame agit comme une cellule indépendante qui produit une bi-réfringence proportionnelle à la charge électrique déposée par un faisceau électronique.

Le signal électrique vidéo est appliqué entre une face de la lame recouverte d'une électrode conductrice transparente et une grille est disposée de l'autre face. Un faisceau électronique d'intensité constante balaye la surface, et agit en chaque point. Les différents points se chargent à la tension du signal et il se forme une image électronique.

L'analyse est effectuée à l'aide d'un faisceau de lumière polarisée, réfléchie sur la face arrière de la lame. Ce faisceau réfléchi est modulé à l'aide d'un polariseur croisé avec le premier, ce qui permet une projection sur grand écran, pouvant être effectuée en couleur par utilisation de trois tubes, et de filtres correspondants. Le refroidissement est obtenu à l'aide d'un refroidisseur incorporé à deux étages de cellules Peltier.

Le système optique prévu pour des projections sur des écrans de type cinéma utilise comme source une lampe au Xénon de 2,5 kV. On emploie des lames de quartz compensant la bi-réfringence de la cible et du tube, et un objectif disposé à une distance du séparateur voisine de la distance focale.

Pour la projection d'images de télévision en noir et blanc, le flux lumineux obtenu atteint 2 500 lumens, ce qui est suffisant pour projeter des images en salle obscure sur des écrans de 25 m² de surface dans des conditions comparables à celles du cinéma. Pour des applications d'informations et d'enseignement, on peut se contenter d'un écran de 8 m² visible pour 300 spectateurs, et la luminance de l'écran est suffisante pour permettre un éclairage ambiant important (fig. 13).

Avec un dispositif classique à trois tubes, le faisceau lumineux provenant de la lampe au xénon traverse un séparateur polarisant et des miroirs dichroïques. Ces miroirs réfléchissent une seule couleur, et sont traversés par les autres ; des objectifs concentrent la lumière sur les cellules polarisantes, qui reçoivent les signaux vert, bleu et rouge de télévision (fig. 14).

Les faisceaux lumineux retraversent les miroirs et se recombinent pour former l'image en couleur sur l'écran. Celle-ci est exempte de papillottements, et ne présente aucun lignage apparent, grâce à un léger recouvrement entre deux lignes adjacentes. L'examen de l'image peut donc être effectué à une distance relativement faible, et l'intensité lumineuse du projecteur est suffisante pour permettre l'utilisation en lumière modérée.

UN AUTRE PROCÉDÉ OPTOÉLECTRONIQUE L'EIDOPHORE

L'emploi d'une membrane réfléchissante déformable sous l'action des signaux de télévision pour la modulation de la lumière offre également des possibilités remarquables, qui ont été utilisées dans les appareils **Eidophore** bien connus, et constamment modifiés. L'origine des brevets suisses est ancienne, et date de 1939 ; le premier prototype de projecteur date de 1944. Ce nom vient des mots grecs Eido = image et Phoreus = porteur.

Dans ce système, on utilise la variation de courbure en un point de la surface d'une très mince couche d'huile étalée sur un miroir sphérique placé dans le vide. Cette courbure dépend de la charge superficielle reçue par l'élément au passage d'un pinceau électronique de balayage.

Les caractéristiques de ce dernier sont déterminées par les signaux vidéo. On obtient ainsi une modulation par ces signaux de la charge superficielle produite à la surface de l'huile. La courbure de celle-ci dépend du signal à l'instant du passage du pinceau. Devant le système se trouvent des volets réfléchissants V ; pour le maximum du signal vidéo la focalisation est réalisée au maximum (fig. 15).

L'image électronique produit une empreinte de la surface, dans laquelle les creux correspondent à des maxima et, par suite, à ceux de la brillance à reproduire, et les arêtes à des minima de la brillance. Le pinceau électronique creuse pour chaque ligne un sillon d'autant plus profond que la brillance à reproduire est plus élevée. La viscosité de l'huile est choisie, de telle sorte que, pour la durée d'une image, le dessin des sillons et des arêtes soit effacé.

Une lampe au xénon puissante éclaire la couche d'huile déposée sur un miroir concave. La lumière réfléchie revient lorsque la surface est au repos à la source lumineuse et l'écran reste obscur. Si la surface est creusée sous l'action du faisceau électroni-

Fig. 13

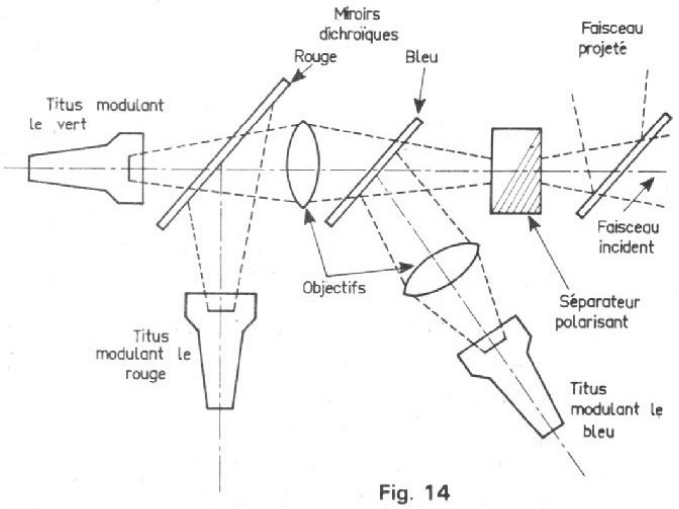


Fig. 14

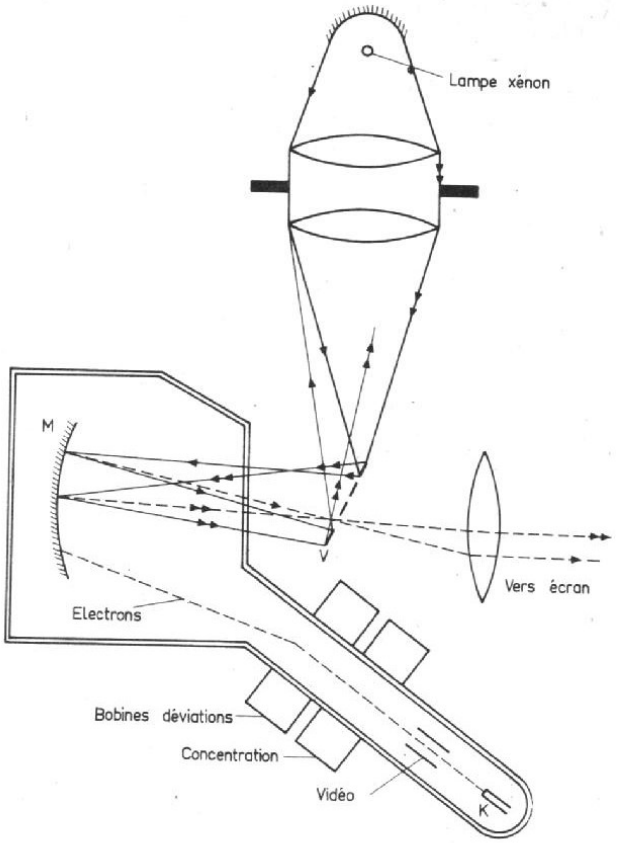


Fig. 15

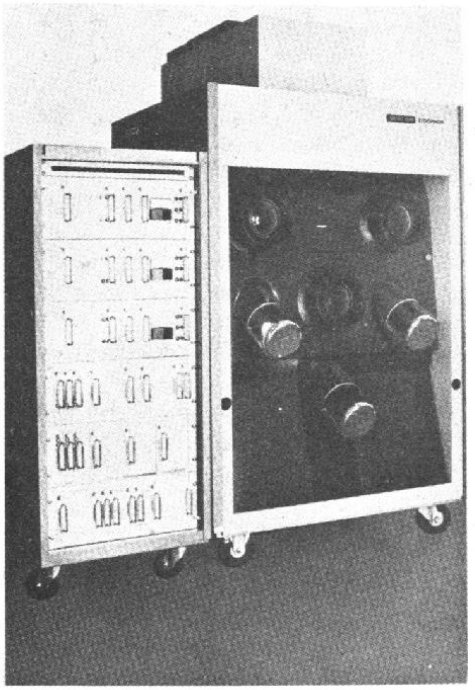


Fig. 16

que, la direction des rayons lumineux réfléchis par le miroir n'est plus la même que celle des rayons incidents.

Les petits volets inclinés renvoient les rayons réfléchis vers la couche en l'absence de signaux vidéo, qui produisent des sillons, mais laissent passer les rayons dans leur intervalle jusqu'à l'écran. Avec trois dispositifs optiques identiques munis de filtres rouge, vert, bleu, produisant des images superposées, on obtient la reproduction en couleur (fig. 16).

Les appareils Eidophore connus des téléspectateurs puisqu'ils sont adoptés dans tous les studios de télévision, sont des dispositifs remarquables, mais encombrants, lourds et coûteux ; il en existe différents types de puissances variables.

Les plus récents modèles monochromes d'une puissance lumineuse de 4 000 lumens comportent une lampe à arc au xénon de 2,5 kW, projetant des images brillantes sur des écrans, dont les dimensions peuvent atteindre 9 x 12 m dans des endroits sombres et 6 x 8 m dans un emplacement normalement éclairé. Ils sont spécialement destinés aux démonstrations, à l'enseignement, en particulier dans les Universités et hôpitaux, à l'affichage des données de tous genres, à la projection d'images de fond, aux démonstrations spéciales dans les congrès, les meetings, et les spectacles.

L'Eidophore 5070 est un appareil couleur à trois éléments d'une puissance lumineuse de 3 500 lumens au centre de l'écran, d'une résolution de 800 lignes par canal, muni également d'une lampe au xénon de 2,5 kW. Il est possible de projeter des images provenant des caméras de télévision de magnétoscope, de télécinéma, de téléviseurs quelconques ayant une sortie vidéo, ou de toute autre source fournissant un signal.

LES PROJECTIONS GÉANTES

Le modèle très récent 5090, est un projecteur couleur encore plus puissant, fournissant 7 000 lumens, avec système de ventilation pour le refroidissement. La lampe au xénon utilisée a une puissance de 4,8 kW ; la définition présente un minimum de 800 lignes au centre de l'image. On obtient facilement une projection de 12 mètres de base.

C'est un modèle de ce genre, qui a été utilisé très récemment au Palais des Congrès de la Porte Maillot pour produire en direct sur un écran de 108 m², des projections géantes de télévision en couleur devant les 4 000 spectateurs du grand auditorium (fig. 7).

Les images étaient émises depuis Notre-Dame pour un récital d'orgues ou par la chaîne d'Antenne 2 pour un exposé médical, mais les images ainsi reçues auraient pu provenir évidemment de plusieurs milliers de kilomètres.

Dans cet appareil, l'image de télévision était projetée sur la pellicule d'huile par un tube cathodique chauffé à 2 500° et présentant une image primaire de 72 x 54 mm ce qui correspond bien à un grossissement en surface de quelques 28 000 fois. La puissance mise en œuvre dans cet appareil présenté au public sous le nom surprenant de Galaxie-Vidéo atteint 6 kW, ce qui justifie évidemment l'emploi des systèmes de refroidissement et de protection de ce système fonctionnant évidemment dans le vide.

ENCORE UN SYSTÈME MODIFIÉ : LA VALVE DE LUMIÈRE

Tout en conservant le principe de la membrane élastique

Fig. 17

déformable pour la modulation, on peut songer à modifier et à simplifier le dispositif utilisé dans l'Eidophore précédent. C'est là le but recherché par les techniciens Américains de la **General Electric.** Le projecteur comporte une valve modulatrice de lumière assurant la reproduction de l'image en couleur avec un seul élément trichrome, au lieu de trois tubes séparés. Il en résulte une grande simplification, la possibilité de réaliser des appareils moins encombrants et moins coûteux.

L'élément essentiel est constitué par une couche de contrôle trnsparente déformable. Un système optique particulier, une grille de sortie, un objectif de projection, et un canon électronique habituel.

Comme on le voit sur la figure 18, il y a ainsi deux ensembles de surfaces conjuguées assurant le fonctionnement optoélectronique. Une grille d'entrée à fentes et un filtre de sortie portant des barreaux forment un ensemble combiné, dans lequel les fentes d'entrée correspondent à des images des barreaux optiques de sortie sur le système optique dit de Schlieren. Cela forme un système, dans lequel aucune lumière n'est transmise lorsque l'ensemble n'est pas modifié par un phénomène de réfraction, et de diffraction.

Entre les filtres, on intercale une couche transparente déformable, qui produit l'image sur l'écran de projection. La modulation de valve de lumière est assurée par des sillons très réduits, qui déforment la surface de la couche de contrôle, sous l'action des charges déposées par le pinceau électronique du tube cathodique, sous l'action des signaux de télévision.

Ce principe permet d'assurer la projection en couleur au moyen d'un seul pinceau électronique, et d'une seule couche modulatrice de contrôle, comme on le voit sur la figure 19.

Trois images de diffraction sont inscrites simultanément sous l'effet du pinceau électronique, lorsqu'il balaye une surface rectangulaire, dont les dimensions correspondent à celles d'une image de cinéma sur film 35 mm.

Les trois images de diffraction de la grille de contrôle permettent de déterminer complètement la couleur, et la luminance des éléments d'images. La lumière verte, par exemple, traverse les fentes d'entrée horizontales de la grille et vient frapper les barreaux opaques horizontaux de sortie. La diffraction verticale provenant des sillons horizontaux agit seulement sur la lumière verte ; celle-ci est insensible à la diffraction horizontale. De même, la lumière magenta traverse les fentes d'entrée qui sont verticales et butent sur les barreaux opaques verticaux du filtre de sortie.

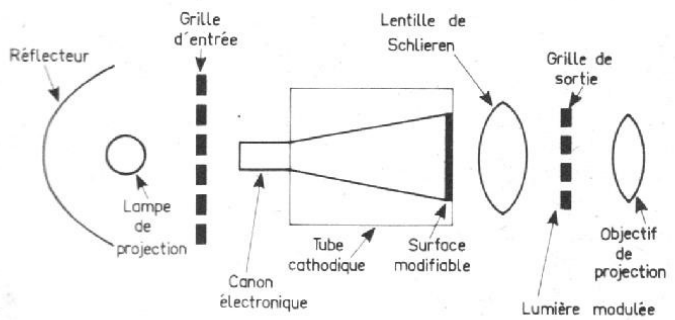


Fig. 18

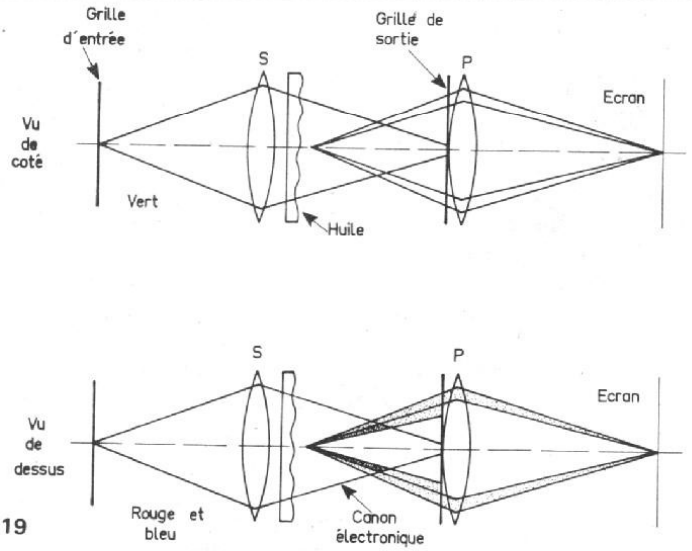


Fig. 19

Les tubes complètement scellés peuvent conserver le vide presque indéfiniment, et leur durée de service atteint 2 000 à 3 000 heures ; des perfectionnements ultérieurs permettent d'espérer des durées théoriques de l'ordre de 6 000 heures.

L'appareil habituel de projection comporte une lampe à arc au xénon de 650 watts. Il s'agit donc d'un modèle relativement réduit, et portable, et d'ailleurs placé sur un support muni de roulettes. Le tableau de commande est également extrêmement simple et il peut être séparé du projecteur lui-même, auquel il est réuni par un câble, le poids est de l'ordre d'une soixantaine de kg.

Les dimensions ne dépassent pas 50 x 34 x 60 et la construction est modulaire, ce qui facilite la vérification et le dépannage. Les dimensions de l'image varient de 0,60 m à 6 m pour la projection frontale ou par l'arrière, et la distance du projecteur à l'écran varie entre 1,20 m et 3,6 m.

Il ne s'agit pas ainsi d'un appareil destiné aux projections sur écran géant, mais, par contre, d'un modèle d'un emploi facile, d'une construction simplifiée, et destiné ainsi à un très grand nombre d'applications diverses.

P. HÉMARDINQUER

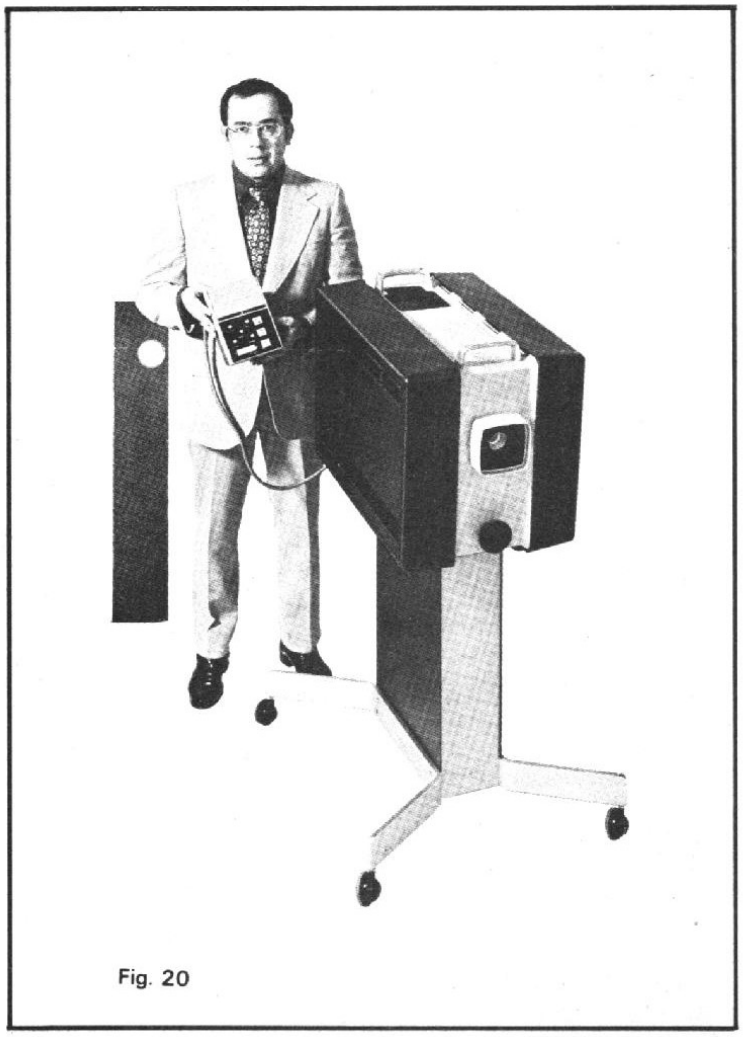


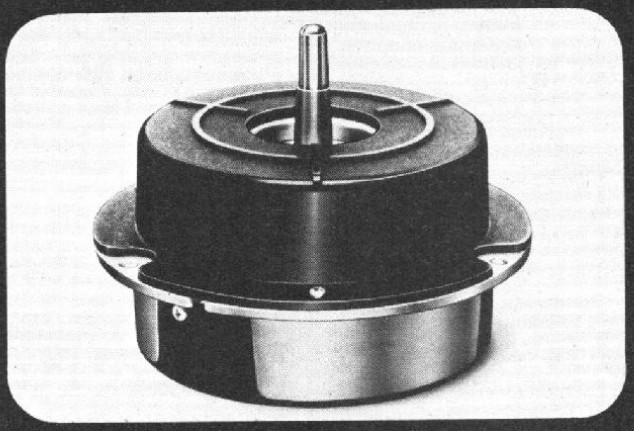
Fig. 20

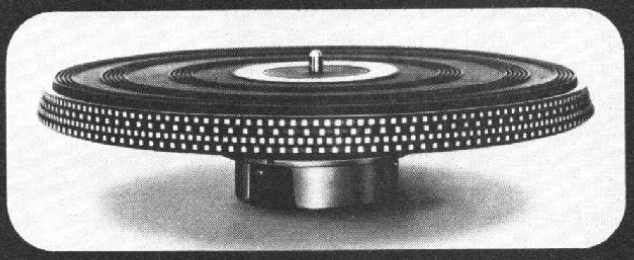
National

MATSUSHITA

Le spécialiste du moteur HiFi

- Moteur à entraînement direct avec ou sans plateau
- Régulation électronique intégrée 33 et 45 tours par commutation électrique
- Bruit de fond inférieur à – 74 dB pondéré
- Stabilité supérieure à 0,25 %
- Durée de vie : 10 000 h minimum





CCI Département Électronique

36, rue Étienne-Marcel - 75002 PARIS - Tél. 236-26-27

Veuillez me faire parvenir fiche technique et tarif

Nom _____ Firme _____

Adresse _____

_____ Tél. _____

AGIGROUP 602

(Suite voir N° 1553)

DANS un de nos premiers articles nous avions exposé le principe du tube cathodique et expliqué son rôle dans un téléviseur. Aujourd'hui, nous nous proposons d'approfondir nos connaissances sur la pièce maîtresse du téléviseur qu'est le tube cathodique noir et blanc.

Rappelons que le rôle de ce composant, également appelé « tube image » ou « cathoscope » est de convertir en variations lumineuses la modulation envoyée par les étages vidéo.

Le tube cathodique noir et blanc se compose essentiellement de 3 parties. D'abord le **canon à électrons** qui fournit un mince faisceau d'électrons ou rayon cathodique. Ce rayon est modulé en intensité par le signal vidéo. Un **système de déviation** permet de faire balayer le faisceau sur toute la surface de l'**écran.** C'est grâce à ce dernier que les variations électriques sont converties en variations lumineuses.

Comprendre le fonctionnement d'un tube cathodique, cela n'est pas compliqué, tout au moins si on possède quelques notions élémentaires sur l'électron. Il faut savoir que l'électron est une minuscule particule chargée négativement, et savoir également que les charges de même polarité se repoussent et que les charges de polarités contraires s'attirent.

Dans une ampoule d'éclairage par exemple, lorsque le filament est chauffé à l'incandescence, les atomes constituant le filament sont agités d'une telle violence que leurs électrons sont expulsés du filament pour retomber ensuite sur celui-ci. Mais si on place dans l'ampoule une plaque métallique portée à un potentiel positif, les électrons émis par le filament sont attirés par cette plaque, d'où création d'un courant électronique. Ceci est d'ailleurs le principe de la diode électronique. Dans un tube à vide il n'y a un courant que si la plaque est portée à un potentiel positif. Ce courant d'électrons n'a qu'une seule direction, celle allant du filament à la plaque.

Cette ampoule est le premier pas vers le tube cathodique. Nous l'avons représenté sur la figure 1. Les électrons négatifs se repoussent, leur faisceau est donc diffus, et on est très loin du faisceau si délié des tubes images.

On pourrait imaginer de percer la plaque pour ne laisser passer qu'un mince faisceau. Mais, passé cet orifice, les électrons se remettraient à diverger.

Ajoutons encore une électrode dans l'ampoule (figure 2). Elle est semblable à un cylindre qui entoure le filament, et seule une petite ouverture laisse le passage à un nombre restreint d'électrons. Il est facile de doser le courant électronique. En effet, si ce cylindre est porté à un potentiel négatif, les électrons sont repoussés vers l'axe et forment un faisceau plus étroit, ce qui ne les empêche pas de se disperser un peu plus loin dans l'ampoule. Mais nous voyons déjà qu'avec cette électrode, il est possible de doser plus ou moins le faisceau si cette électrode est plus ou moins négative. Il y a même possibilité de faire disparaître complètement le faisceau si cette électrode est portée à un potentiel très négatif.

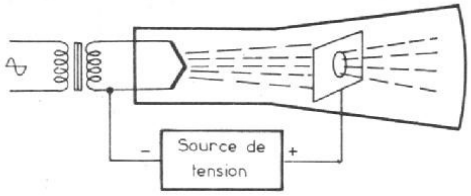


Fig. 1. – La plaque positive recueille les électrons.

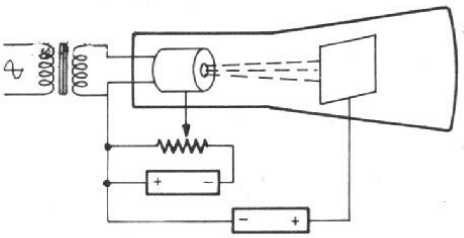


Fig. 2. – Adjonction d'une électrode dosant le faisceau.

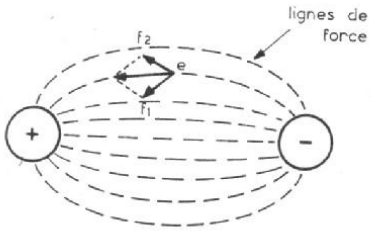


Fig. 3. – L'électron e est soumis à 2 forces F_1 et F_2.

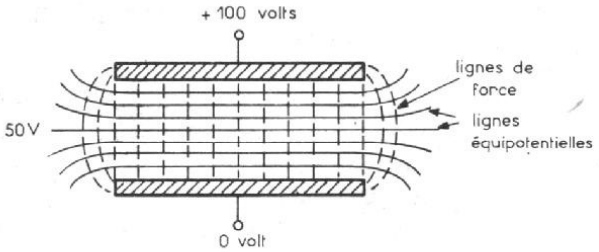


Fig. 4. – Champ électrique entre 2 plaques métalliques.

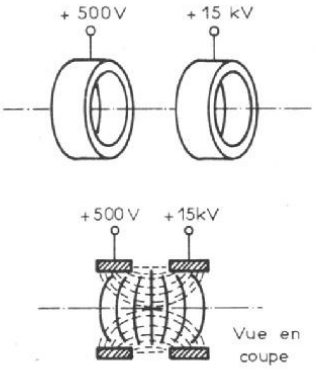


Fig. 5. – Lentille électronique.

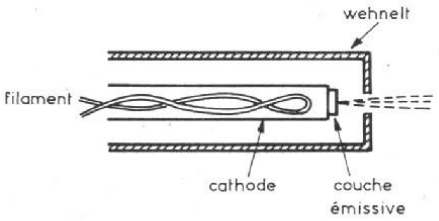


Fig. 6. – Filament, cathode, Wehnelt.

Son action est la même que celle de la grille d'une triode. Dans les tubes cathodiques, cette électrode s'appelle grille ou **cylindre de wehnelt.**

LENTILLE ELECTRONIQUE

On peut réaliser un spot très fin en plaçant sur le trajet du faisceau d'autres cylindres portés à des potentiels différents. L'ensemble de ces électrodes forment une **lentille électronique.** Celle-ci se comporte pour les rayons électroniques de la même manière qu'une lentille optique pour les rayons lumineux. Le réglage de la tension entre ces électrodes permet alors d'obtenir un faisceau très délié.

Pour mieux comprendre la complexité des tubes actuels et le fonctionnement des lentilles électroniques, il faut avoir quelques notions d'optique électronique : connaître le comportement d'un électron dans un champ électrique et dans un champ magnétique.

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un champ électrique ? Un champ électrique est tout espace dans lequel s'exercent des forces électriques. Prenons un exemple : Entre deux pôles électriques, l'un positif, l'autre négatif, existe un champ électrique (figure 3). Les lignes de force représentent l'action du champ électrique. Si un électron e est placé dans cet espace, sa trajectoire suit la ligne de force sur laquelle il se trouve. Cette force est la résultante de 2 forces, la force d'attraction (f_1) du pôle positif et la force du répulsion (f_2) du pôle négatif.

Autre exemple : Deux plaques métalliques, planes, placées parallèlement sont reliées à une tension continue. Entre ces 2 plaques s'exercent un champ électrique (figure 4). Nous avons représenté, coupant à angle droit les lignes de force, d'autres lignes dites « équipotentielles ». Chacune de celles-ci correspond à une tension. Celle du centre correspond à la moitié de la tension appliquée entre les 2 plaques. Ces lignes équipotentielles nous serviront à mieux comprendre l'action d'une lentille électronique.

Une telle lentille est représentée sur la figure 5. On reconnaît les lignes de force entre les 2 électrodes, ainsi que les lignes équipotentielles. Notez que ces dernières sont tout à fait semblables à la forme d'une lentille optique. En jouant sur la forme des électrodes et en réglant les

tensions de ces électrodes, il est possible de faire varier à volonté la concentration du faisceau d'électrons. Et on réalise aussi bien des lentilles convergentes que des lentilles divergentes.

En résumé, nous pouvons déjà dire que dans le canon d'un tube-image, il y a :1 – Le filament dont le but est de chauffer la cathode (figure 6).
2 – La cathode, tube en nickel d'un diamètre légèrement inférieur à 1 mm dans lequel se trouve le filament. Sur l'embout de ce tube est déposé une couche émissive d'électrons, comme du baryum et du strontium.
3 – Le cylindre de Wehnelt. Il recouvre presque entièrement la cathode. Son potentiel, réglable, permet de régler l'intensité du faisceau. Ce Wehnelt a également un rôle de concentration puisque son potentiel est différent de celui de la cathode.
4 – Le système de concentration. Dans les anciens tubes TV il était constitué par 2 cylindres portés à des potentiels différents. La première électrode était appelée « anode de concentration » et la seconde « anode d'accélération ».

Dans les tubes modernes, on a rajouté une anode dite de « post-accélération ». Elle est située tout ce suite après le Wehnelt. La deuxième anode a été divisée en 2 parties entre lesquelles une autre électrode a été insérée. Cette dernière est portée à un potentiel continu variable et sert à régler la concentration du faisceau. Elle forme avec ses électrodes voisines 2 lentilles plan convexe dont on peut faire varier le foyer. Le canon d'un tube noir et blanc pour la télévision se présente donc comme sur la figure 7. Tout comme la qualité d'un objectif d'un appareil photographique est améliorée par l'adjonction de lentilles, ces électrodes supplémentaires améliorent la qualité de l'image. La finesse est excellente sur toute la surface de l'écran ; elle n'est pas influencée par les variations éventuelles des tensions d'alimentation.

DEVIATION DU FAISCEAU

Nous avons donc maintenant, bien centré au milieu de l'écran, un point lumineux ou « spot » dont nous pouvons régler l'intensité et la finesse. Il ne reste maintenant qu'à balayer l'écran. Pour cela deux possibilités : Utiliser un champ magnétique ou bien un champ électrique (électro-statique).

La déviation électro-statique n'est pas utilisée dans les tubes-images. Il existe des tubes cathodiques à déviation électro-statique, mais ce sont des tubes qui sont employés uniquement dans les oscillographes de mesure. Certains d'entre vous peut-être ont déjà vu une image de télévision sur un écran d'oscillographe, et ont remarqué la qualité de finesse et de géométrie de l'image. Et peut-être vous êtes vous demandé pourquoi la déviation électro-statique n'était pas utilisée dans les tubes cathodiques destinés à la télévision.

La raison est que l'angle de déviation est limité par la longueur des plaques de déviation et par leur écartement. Si on souhaite un grand angle de déviation, il faut réduire la longueur des plaques et augmenter leur distance. Dans ce cas la sensibilité est très fortement réduite. La figure 8 représente très schématiquement le principe de la déviation électro-statique. Le faisceau est attiré par la plaque positive.

En tenant compte de la technique actuelle, si on voulait réaliser un tube image a déviation électro-statique, il faudrait que la profondeur du tube fasse au moins 3 fois la diagonale de l'écran. Imaginez un téléviseur qui aurait une profondeur de 2 mètres...

DEVIATION ELECTRO-MAGNETIQUE

La déviation électro-magnétique, bien qu'elle soit adoptée, n'est pourtant pas sans problème. Mais avant d'aller plus loin il faut revenir sur quelques notions de physique électronique : A savoir que pour qu'un électron soit dévié par un champ magnétique, il faut qu'il soit en mouvement. Les électrons doivent donc être « démarrés » par le champ électrique de l'électrode d'accélération. D'autre part le courant électronique est dévié perpendiculairement au champ magnétique (figure 9). Cela est encore un avantage de la déviation électro-magnétique sur la déviation électro-statique, le faisceau n'ira pas heurter les pôles nord et sud créateurs du champ magnétique. Evidemment le champ magnétique de déviation dans un téléviseur n'est pas dû à un aimant, mais

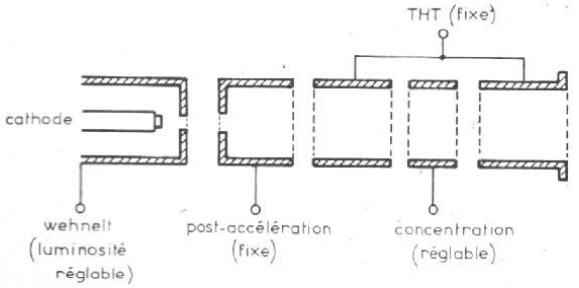


Fig. 7. – Vue en coupe d'un canon à électrons moderne.

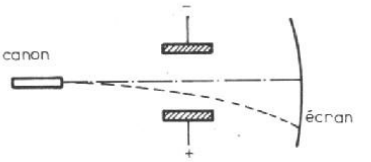


Fig. 8. – Représentation très schématique d'un tube à déviation ES.

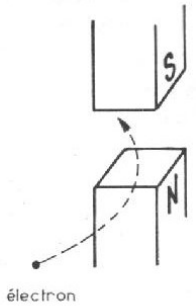


Fig. 9. – Les électrons sont déviés perpendiculairement au champ magnétique.

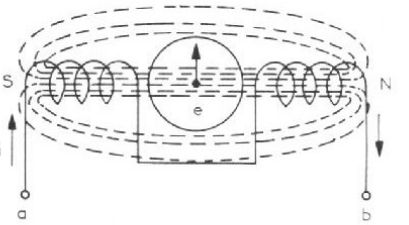


Fig. 10. – Explication du balayage par champ magnétique.

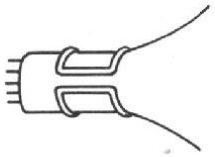


Fig. 11. – Bobines « en selle ».

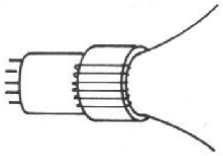


Fig. 12. – Bobines toroïdales.

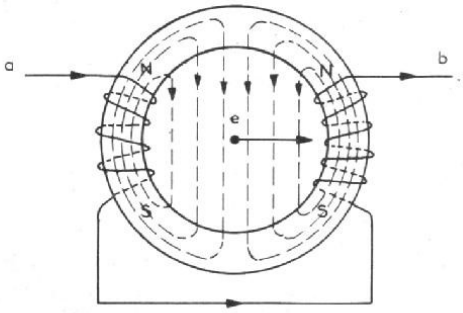


Fig. 13. – Sens du champ dans le col du tube.

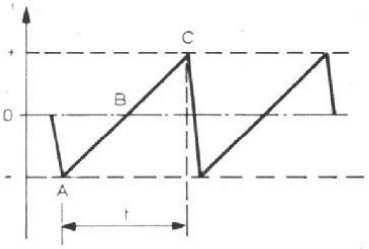


Fig. 15. – Forme du courant de déflexion.

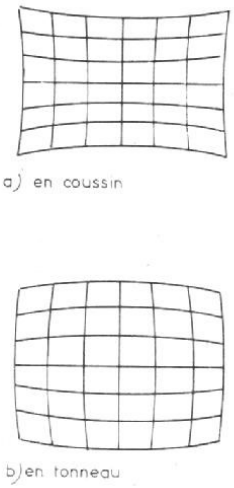


Fig. 14.
Distorsions
a) en coussin
b) en tonneau.

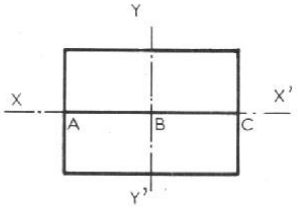


Fig. 16. – Balayage de l'écran par la dent de scie représentée sur la figure 15.

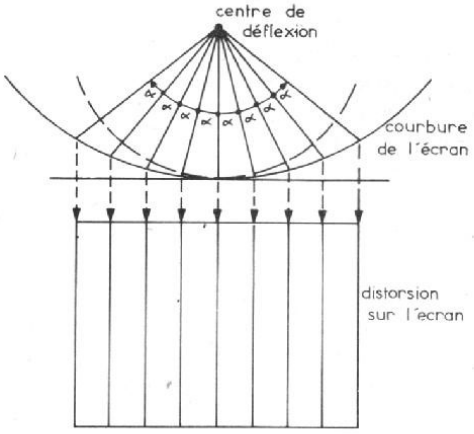


Fig. 17. – Distorsion dûe à la courbure de l'écran.

à une bobine. La figure 10 montre schématiquement la coupe du col du tube avec 2 bobines horizontales. Un électron e est représenté au centre, son mouvement se fait perpendiculairement aux bobines. En envoyant un courant de a à b l'électron se dirige vers le haut de l'écran. En inversant le sens du courant, l'électron se déplace vers le bas de l'écran. Une autre paire de bobines placée verticalement ferait balayer le spot horizontalement.

Pour obtenir un rendement élevé, les bobines sont très rapprochées du col du tube. Il existe 2 types de bobines de déviation :

— les bobines « en selle »,
— les bobines « tonoïdales ».

Les spires des premières épousent parfaitement le col du tube (figure 11). Les bobines du second type sont bobinées sur un tore en ferrite (figure 12). Le courant passant dans les spires crée un champ magnétique. (figure 13). La direction des lignes de force est telle que l'électron e se déplace vers la droite si le courant arrive par l'extrémité a. En plaçant un autre jeu de bobines entre les 2 premières, le spot est dévié dans le sens vertical.

Les lignes de force à l'intérieur du tube devront être bien droites et rigoureusement parallèles, sinon l'image sur l'écran risque fort d'être déformée. Les distorsions sont généralement en « coussin » ou en « tonneau » (figure 14). Deux petites bornes aimantées tenues par une tige en laiton sont fixées sur le déviateur. En faisant varier la position de ces aimants, il est relativement facile de parfaire la géométrie de l'image. Le bloc de déviation se compose le plus souvent d'une bobine de déviation en selle pour le balayage ligne et d'une bobine toroïdale pour le balayage image.

Le courant de déflexion à la forme de dents de scie. Pour le balayage ligne, la valeur négative A (figure 15) correspond au côté extrême droit de l'écran, la valeur nulle de courant B au centre, et la valeur positive C au côté gauche de l'écran. La période t de la dent de scie est égale à la durée d'une ligne.

Pour le balayage image (axe y y' représenté sur la figure 16), la forme de courant est la même, et la durée t est de 20 millisecondes.

LINEARITE DU COURANT EN DENTS DE SCIE

On remarquera qu'un courant en dent de scie bien linéaire ne donnera pas une image de géométrie parfaite, car la surface de l'écran n'est ni sphérique ni plane, mais légèrement bombée. Il en résulte que si nous regardons la mire de barres, nous nous apercevons que les barres proches des côtés de l'écran sont plus espacées qu'au centre. Il est donc indispensable de déformer légèrement le courant de déviation pour obtenir des barres bien équidistantes, preuves d'une linéarité parfaite. Cela est possible en modifiant le déviateur pour qu'il ait un champ plus faible sur les bords, mais comme cela entraînerait une certaine déconcentration du faisceau, on préfère utiliser un condensateur dans le circuit de balayage. Ce condensateur s'appelle condensateur de « S », il donne à la dent de scie une forme en S très aplatie. Nous en reparlerons au cours de notre article sur les circuits de balayage.

L'ECRAN

L'écran a pour rôle de convertir l'énergie électrique du faisceau en énergie lumineuse. Ce phénomène s'appelle **fluorescence.** Mais émettre des radiations lumineuses ne suffit pas, il faut aussi que cette lumière ne disparaisse pas immédiatement après le passage du faisceau, mais seulement au bout d'un certain temps dépendant des caractéristiques de l'œil humain. Cette propriété est appelée **phosphorescence.** La lumière émise par l'écran d'un tube image doit être blanche. Chaque substance fluorescente fournit une couleur bien définie : le sulfure de zinc donne une couleur bleue, le silicate de zinc une couleur verte. Pour obtenir la sensation de blanc, il est nécessaire de mélanger deux ou plusieurs poudres. Généralement, l'écran des tubes cathodiques pour la télévision noir et blanc est réalisé à la suite d'un mélange de sulfure de zinc, de silicate de zinc et de berylium, dont le pourcentage est dosé avec une très grande précision. La persistance de chacune des poudres doit être aussi la même pour éviter une trace colorée résiduelle. La rémanence doit être de 1/50e de seconde. Une très mince couche d'aluminium est déposée sur la matière fluorescente. Cet aluminium, très fin, laisse passer les électrons à travers lui. Son rôle est d'augmenter le conductibilité de l'écran et de faire office de miroir pour les rayons lumineux émis par la couche fluorescente. Les rayons lumineux émis par cette dernière sont aussi bien dirigés vers l'avant que vers l'arrière. Avec la couche d'aluminium, les rayons lumineux sont tous réfléchis vers l'avant (figure 18). Une couche de graphite a été déposée sur les parois internes et externes de la partie conique du tube. La couche interne est reliée à la THT, la couche externe à la masse, la capacité ainsi formée améliore le filtrage très haute tension. Le verre du tube-image a des caractéristiques spéciales (filtre gris).

Dans le tube le vide est très poussé, il est de l'ordre de 10^{-6} millimètre de mercure, la pression de l'air sur les parois du tube est de 1 kg par cm^2. Sur toute la surface de l'écran d'un tube de 61 cm, cela correspond à une pression totale supérieure à 1,5 tonne. Un tel tube doit être manipulé avec précautions, il ne faut jamais le saisir par le col. Dans les usines de fabrication le port de lunettes de sécurité est obligatoire. Si un tube casse, les morceaux de verre sont projetés vers l'intérieur du tube, on dit qu'il implose. Les fragments projetés par une implosion sont aussi dangereux que pour une explosion.

BRANCHEMENT D'UN TUBE IMAGE

En allant de la cathode vers l'écran, les électrodes du canon sont les suivantes :

— le Wehnelt (appelé aussi G_1) dosant l'intensité du faisceau, alimenté par une tension négative pouvant varier de - 20 à - 90 V,

— une première anode, ou G_2, reliée a une tension fixe de + 400 V,

— une deuxième anode, ou G_3, reliée à la très haute tension,

— une troisième anode, ou G_4, réglant la finesse du spot, reliée à une tension pouvant varier de 0 à + 400 V,

— une quatrième anode, ou G_5, reliée à G_3. Ces dernières, reliées au graphitage interne et à l'écran aluminisé, sont branchées à l'extérieur par la prise d'anode située sur la partie conique du tube. Toutes les autres électrodes sont connectées extérieurement par le culot.

Sur les schémas, on ne représente le canon du tube cathodique que par la cathode et 3 électrodes (G_1, G_2 et G_4). Le point sur le bord conique représente G_3 et G_5 comme sur la figure 19.

Le chauffage du filament se fait sous 6,3 V. Les nouveaux tubes à chauffage rapide ne différent des autres que par le filament dont la puissance a été multipliée par 2. Le temps de chauffage passe de 30 secondes à 15 secondes.

Actuellement les diagonales d'écran sont 28 et 31 cm pour les téléviseurs portables ; 47, 53, 59 et 61 cm pour les téléviseurs d'appartement. L'angle de déviation est de 110°, sauf pour les tubes de 12 pouces (28 cm) dont l'angle n'est que de 90°.

On reconnait le tube cathodique par son numéro. Par exemple pour le A 61 - 120 W, A signifie qu'il s'agit d'un tube de télévision, 61 est la diagonale de l'écran (61 cm), 120 est un numéro d'ordre. W vient de l'anglais « rohite » et veut dire qu'il s'agit d'un tube pour le noir et blanc.

J. PATTE

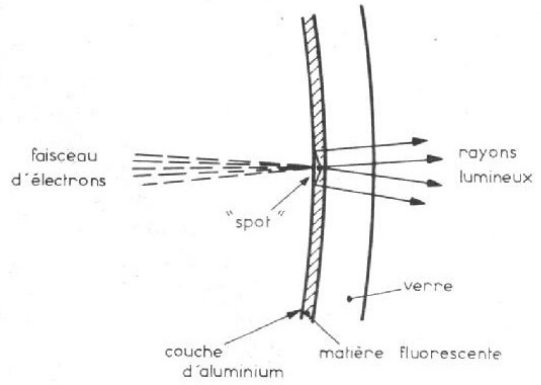


Fig. 18. – Coupe de l'écran et réflexion des rayons lumineux.

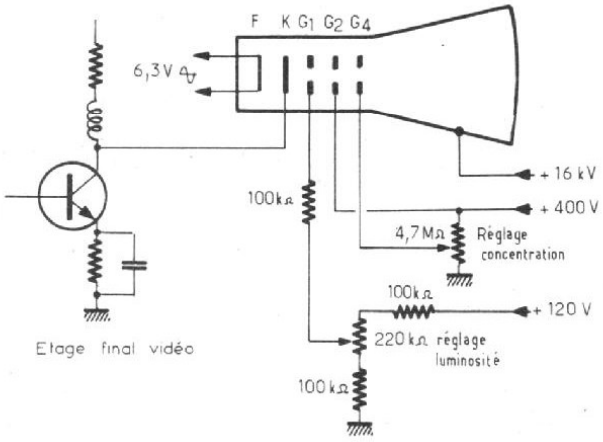


Fig. 19. – Branchement du tube image.

DATATHÈQUE DU TRANSISTOR

1. TRANSISTORS DE FAIBLE PUISSANCE

1.1. PRÉAMPLIFICATEUR DE MICROPHONE

SANS procéder à d'amples démonstrations mathématiques, sans citer de nombreux systèmes de paramètres de quadripôle, Datathèque permet le calcul direct des éléments de toutes sortes d'étages à transistors. Ces calculs sont accompagnés d'exemples précis, ainsi que de plusieurs pages de caractéristiques et de courbes détaillées, constituant une documentation précieuse sur les transistors d'utilisation courante.

Dans le schéma de la figure 11-1, on n'a porté que la valeur de la résistance interne du microphone (R_G, résistance d'attaque).

A. Choix des composants

Comment déterminer les autres composants ?

Choix du transistor. Comme il s'agit d'un étage d'entrée, attaqué par une tension faible, on choisira un transistor à faible bruit. Parmi les types cités en annexe, c'est le cas pour le BC 109 (ou ses équivalents, annexe 1, en bas). Puisqu'on travaille avec une résistance d'attaque faible (on verra, plus loin, qu'elle est nettement plus faible que la résistance d'entrée du transistor), on n'a pas besoin d'un gain en courant important. Le BC 109 B fera donc l'affaire.

Tension d'alimentation (V_{CC}) ? En tout cas inférieure à V_{CEO} du transistor BC 109, soit 20 V (annexe 1). (Les grandeurs V_{CES} et V_{CBO} ne sont valables que pour certains montages de commutation). Par ailleurs, le gain d'un étage augmente avec la tension d'alimentation. Mais à partir de 9 V environ, cette augmentation n'est plus guère sensible, en pratique. On prendra donc $V_{CC} = 12$ – quitte à voir, par la suite, ce que $V_{CC} = 9$ V aurait donné.

Intensité de collecteur (I_C) ? Le bruit d'un transistor passe par un minimum pour une certaine valeur de I_C qui dépend de la résistance d'attaque et aussi quelque peu de la fréquence (annexe 3, au centre). On prendra donc $I_C = 0{,}2$ mA (donné par la courbe $R_G = 1$ kΩ), quitte à vérifier, par la suite, si c'est suffisant, quant à la tension d'attaque disponible pour l'étage suivant.

Résistance d'émetteur (R_E) ? Cette résistance sert à la compensation de l'effet de température. Ce dernier se traduit par une variation de la tension base-émetteur (V_{BE}) du transistor, et cette variation est de 0,1 V environ quand la température passe de 0 à 50 °C, par exemple. La compensation de température ne sera efficace que si V_E, chute de tension aux bornes de R_E, est grande devant cette variation. On peut montrer que, pour $V_E < 0{,}3$ V, le comportement en température du transistor serait pire qu'en absence de compensation. On prendra donc $V_E = 1$ V, et puisque $I_E \simeq I_C$ on peut calculer R_E par :

$$R_E = \frac{1 \text{ volt}}{I_C}$$

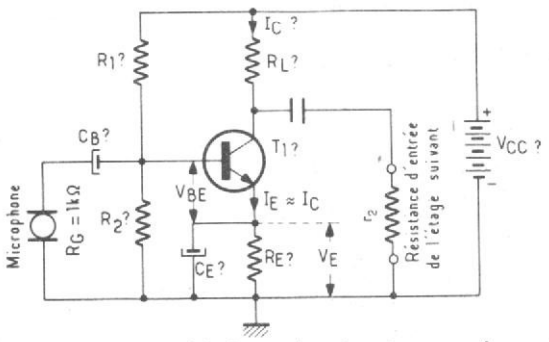


Fig. 11-1. – Sauf les caractéristiques du microphone, on ignore tout du montage amplificateur qu'on veut réaliser. Peut-on déterminer les éléments du montage sans tâtonnements ?

Exemple :

$$R_E = \frac{1}{0,2} = 5\ k\Omega$$

(prendre 4,7 kΩ)

Résistance de charge (R_L) ? Effet de température et imprécision sur les composants peuvent déterminer une valeur de I_C différente de celle admise. La conséquence de telles différences sera minimale, si on choisit la chute de tension sur R_L égale à la moitié de la tension disponible entre $+V_{CC}$ et émetteur.

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_E}{2\ I_C}$$

Exemple :

$$R_L = \frac{12 - 1}{2 \times 0,2} = 27,5\ k\Omega$$

(prendre 27 kΩ)

Diviseur de base (R_1, R_2) ? La correction des effets de température et de dispersion (différence de caractéristiques entre deux transistors de même type) sera d'autant meilleure que R_2 est plus faible. Toutefois, il n'est pas utile de donner à R_2 une valeur inférieure à 0,2 fois B_{min} R_E. Par B_{min}, on désigne la valeur minimale que peut prendre (du fait de la dispersion) le gain en courant statique, soit 200 dans le cas du BC 109 B (annexe 2). Soit :

$$R_2 = 0,2\ B_{min}\ R_E$$

Exemple :

$$R_2 = 0,2 \times 200 \times 4,7$$

$$= 188\ k\Omega \text{ (prendre 180 k}\Omega)$$

La chute de tension aux bornes de R_2 est égale (fig. 11-1) à la somme $V_E + V_{BE}$. Le réseau en commande par tension (annexe 3, en bas) montre que $V_{BE} \simeq 0,6$ V pour $I_C = 0,2$ mA. Connaissant ainsi (avec $V_E = 1$ V), la chute de tension aux bornes de R_2, on peut calculer l'intensité qui parcourt cette résistance. Dans R_1, on observe, en plus de cette intensité, celle de base, $I_B = I_C/B_{moy}$. On peut donc calculer :

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{\frac{V_{BE} + V_E}{R_2} + \frac{I_C}{B_{moy}}}$$

Exemple :

$$R_1 = \frac{12 - 0,6 - 1}{\frac{0,6 + 1}{180} + \frac{0,2}{290}}$$

$$= \frac{10,4}{0,0089 + 0,0007}$$

$$= 1\ 083\ k\Omega \text{ (prendre 1 M}\Omega)$$

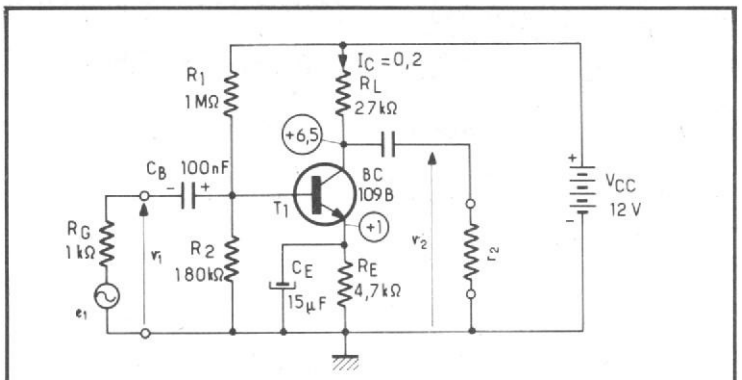


Fig. 11-2. – C'est de nouveau le schéma de la figure 11-1, mais avec des valeurs de composants parfaitement adaptées à l'application envisagée.

Condensateurs du montage ? Leur valeur détermine la fréquence la plus basse qu'on peut encore transmettre avec un affaiblissement tolérable (fréquence inférieure de coupure). Mais chaque condensateur introduit un affaiblissement. S'il y en a plusieurs, il faut, avant de faire le calcul, affecter la fréquence de coupure qu'on s'impose d'un coefficient de correction :

Nombre de condensateurs	2	3	4	5	6	7	8
Coefficient	0,64	0,51	0,43	0,38	0,35	0,32	0,3

Si on désire une fréquence de coupure (inférieure) égale à 300 Hz (suffisante pour la transmission de la parole), il faudrait donc effectuer les calculs avec une valeur de fréquence de 0,51 x 300 = 153 Hz, car le montage de la figure 11-1 comporte trois condensateurs qui risquent d'affaiblir le signal. En fait, sachant qu'un autre condensateur se trouve dans un étage ultérieur, on utilisera même la valeur de 0,43 x 300 = 129 Hz.

Condensateur d'entrée (C_B) ? Pour déterminer sa valeur, il faut connaître la résistance d'entrée du transistor. La courbe correspondante (annexe 4) la donne égale à $h_{11e} = 30$ kΩ. Comme la résistance interne de la source (R_G) se trouve en série avec h_{11e}, il faut en tenir compte en calculant, avec f_{cc} = fréquence de coupure corrigée :

$$C_B = \frac{1}{6,28 \times (R_G + h_{11e}) \times f_{cc}}$$

Exemple C_B =

$$\frac{1}{6,28 \times (30\ 000 + 1\ 000) \times 129}$$

Le calcul d'exemple mène à 40 nF. Une valeur plus forte est sans inconvient et peut même offrir un avantage du point de vue bruit. On prendra donc $C_B = 100$ nF, et même $C_B = 1\ \mu$F peut convenir.

Condensateur d'émetteur (C_E) ? Il suffit de prendre la valeur qu'on avait calculée pour C_B et de la multiplier par celle du gain en courant que le transistor présente à la valeur de I_C qu'on utilise. A $I_C = 0,2$ mA, ce gain est $h_{21e} = 290$ (annexe 4, en haut). On calcule donc :

$$C_E = h_{21e}\ C_B$$

Exemple :

$$C_E = 290 \times 40 = 11\ 600 \text{ nF}$$

(prendre 15 µF)

Schéma complet. La figure 11-2 donne le schéma avec toutes ses valeurs, sauf le condensateur de liaison de sortie qu'on ne pourra déterminer que lorsqu'on connaîtra la résistance d'entrée de l'étage suivant. En attendant, on peut déjà calculer les performances du montage d'amplification.

B. Grandeurs de fonctionnement

Gain interne en tension, à vide (GV_i)[2]. Ayant réalisé le montage de la figure 11-2, on peut déjà en mesurer le gain, avant de connecter le second étage. Il s'agit là du gain « à vide ». En fonctionnement normal (second étage connecté) on mesurera un gain beaucoup plus réduit (gain en charge). Ne connaissant pas encore r_2, on ne peut, pour l'instant, calculer que des gains à vide. Le gain interne à vide est donné par :

$$GV_i = \frac{v_2}{v_1} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}\ [g_{22e} + (1/R_L)]}$$

Vous avez déjà vu cette formule, mais avec h_{22e} à la place de g_{22e} ? Alors notez bien qu'un gain se mesure en « fermant » l'entrée de l'amplificateur par un générateur. Or, h_{22e} est mesuré à 1 kHz, et à entrée ouverte, si bien que la capacité de réaction interne joue un rôle important. Pour vous rendre compte de la différence, comparez (annexe 4, en haut, à droite) les courbes en trait plein (h_{22e}, à entrée ouverte) avec les courbes en pointillé (g_{22}, entrée fermée). Dans le cas général, uniquement les courbes en pointillé ont une signification pratique. Cependant, le fabricant fournit uniquement les courbes en trait plein (h_{22e}). Lors de l'utilisation du graphique, il faut donc toujours ajouter, de la manière indiquée dans le dessin, les courbes en pointillé, et ne se servir que d'elles.

Dans le cas de l'exemple (transistors type B, $I_C = 0{,}2$ mA), on arrive ainsi à $g_{22e} = 2{,}8\ \mu s$, ce qui correspond à une résistance interne de sortie de $1/(2{,}8 \times 10^{-6}) = 357\ k\Omega$. Comme cela est grand devant R_L (27 kΩ), l'expression simplifiée,

$$GV_i = h_{21e}\ R_L/h_{11e}$$

pourrait suffire. C'est donc plutôt à titre d'exercice qu'on calculera, avec la formule complète :

$$GV_i = \frac{290}{30\ k\Omega\ [2{,}8\ \mu A/V + (1/27\ k\Omega)]} = 245$$

Pour h_{11e} et h_{21e}, on devra prendre les valeurs correspondant à $I_C = 0{,}2$ mA (annexe 4).

Quand on ne dispose d'aucun renseignement sur le transistor utilisé, on peut néanmoins calculer un ordre de grandeur du gain à vide par :

$$GV_i = 18 \times V_{CC}$$

Exemple :

$$GV_i = 18 \times 12 = 216$$

Parfois, le résultat de cette formule approchée correspond mieux à la pratique que celui du calcul précédent. Les inévitables imprécisions dans les dessins de courbes font, en effet, qu'on ne peut pas toujours obtenir les grandeurs désirées avec l'exactitude nécessaire.

Gain externe en tension, à vide (GV_e) ? Du fait de R_G (fig. 11-2) et de la résistance d'entrée du transistor (h_{11e}), la tension v_1, à l'entrée de l'amplificateur est plus faible que e_1 (microphone). Faisant intervenir cette division de tension, on calcule :

$$GV_e = \frac{v_2}{e_1} = \frac{GV_i\ h_{11e}}{R_G + h_{11e}}$$

Exemple :

$$GV_e = \frac{245 \times 30}{1 + 30} = 237$$

La différence entre GV_i et GV_e est faible, dans le cas de l'exemple, car on travaille avec une valeur faible de R_G. Elle aurait été, au contraire, très importante, si on avait utilisé $R_G = 1\ M\Omega$ (microphone piézoélectrique).

Et si on avait utilisé un transistor de gain plus fort ? Pour le BC 109 C, on trouve (annexe 4), à $I_C = 0{,}2$ mA, $h_{11e} = 45\ k\Omega$, $h_{21e} = 475$, $g_{22e} = 7\ \mu s$. En reprenant tous les calculs de gain, on trouve $GV_e = 235$, contre $GV_e = 237$, pour le BC 108 B. Aux imprécisions des graphiques près, c'est pareil. Mais attention : cela n'est vrai que si $R_G \leqslant h_{11e}$. Dans le cas contraire, un transistor à grand gain est avantageux.

1.2. ETAGE DE SORTIE CHARGÉ PAR ÉCOUTEUR

A. Choix des composants

Dans le schéma de la figure 12-1, on n'a porté que la valeur de la résistance d'attaque R_G (égale à la résistance de charge de l'étage précédemment calculé) ainsi que celle de l'impédance de l'écouteur, R_L. Comment déterminer les autres composants ?

Choix du transistor. La charge est un écouteur contenant un boinage, et un bobinage implique toujours une « surtension ». Il est donc prudent d'utiliser un transistor supportant au moins le double de la tension d'alimentation. Si on fait $V_{CC} = 12$ V, comme précédemment, le BC 108 ne convient pas, car il ne supporte que 20 V. Il faut donc prendre un BC 107 et choisir la version présentant le gain en courant le plus élevé, BC 107 B, car la résistance d'attaque, R_G, sera grande devant la résistance d'entrée du transistor.

Tension d'alimentation (V_{CC}) ? Dans un étage de sortie, une forte tension d'alimentation détermine, quand R_L est imposée, une puissance de sortie importante. Toutefois, on obtiendra une puissance largement suffisante pour un écouteur, avec $V_{CC} = 12$ V, comme précédemment. Une influence de V_{CC} sur le gain n'existe guère que lorsque R_L n'est pas imposée.

Intensité de collecteur de repos (I_{CO}) ? Dans le cas d'un étage de sortie, on a avantage à étudier les conditions de fonctionnement par le tracé d'une droite de charge dans le réseau de caractéristiques. Le fabricant fournit plusieurs réseaux (voir annexe), pour diverses valeurs maximales de I_C et de V_{CE}, mais aucun ne permet, dans le cas envisagé, de tracer la droite de charge de façon bien commode. Il faut donc, en extrapolant ou en interpolant, en établir un autre (fig. 12-2). Cela ne sera jamais très précis. Mais, du fait de la dispersion, une grande précision est inutile. Dans la figure 12-2, les courbes « commande par courant » et « commande par tension » ont été dessinées dans un même réseau.

Dans certains écouteurs, la résistance de la bobine est négligeable en continu. Dans ce cas, on a $V_{CE} = V_{CC}$ pour toute valeur de I_{CO}. Le point moyen de fonctionnement, ou point de repos, P_o, doit alors correspondre à $V_{CE} = V_{CC}$. La droite de charge (droite A, fig. 12-2) doit passer par ce

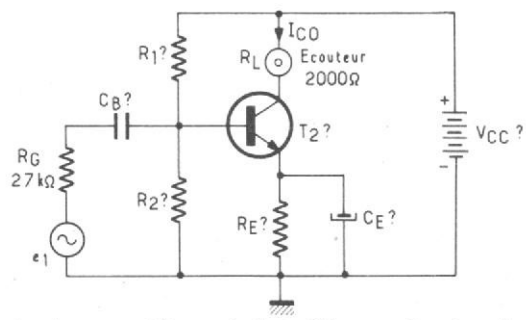


Fig. 12-1. – Le second étage de l'amplificateur de microphone, avec les données connues.

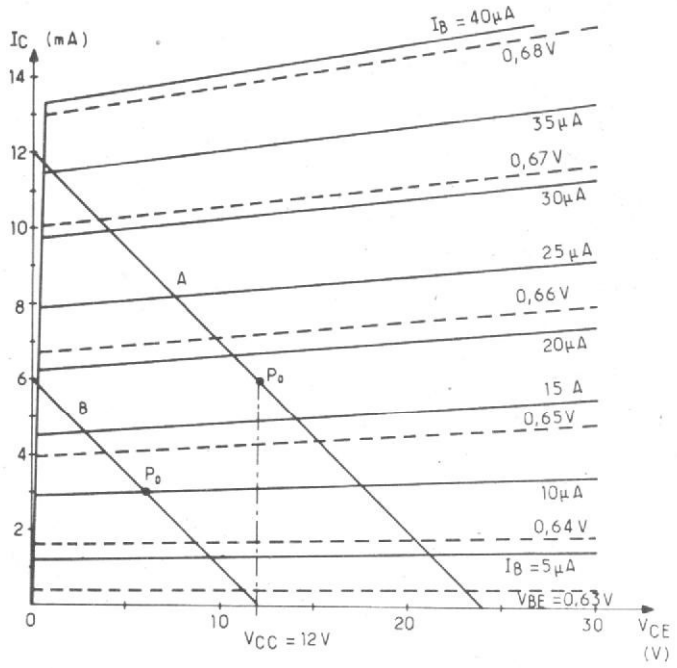


Fig. 12-2. – Dans ce réseau de caractéristiques qui est à la fois en « commande par courant » (courbes pleines) et en « commande par tension » (courbes en pointillés), on a tracé les droites de charge pour des écouteurs d'une impédance de 2 000 Ω, et de faible (A) ou de forte (B) résistance en courant continu.

point, et ce de façon qu'elle joigne les échelles V_{CE} et I_C en des points tels que $V_{CE}/I_C = R_L$. Exemple : Droite A, $V_{CE} = 24$ V, $I_{Cmax} = 12$ mA, $R_L = 24/0{,}012 = 2$ kΩ. On voit que l'intensité de repos doit être égale à $I_{CO} = 6$ mA. Sans utiliser le réseau, on trouve la même valeur en calculant :

$$I_{CO} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Exemple :

$$I_{CO} = \frac{12\ V}{2\ k\Omega} = 6\ mA$$

Cette relation n'est applicable que si la charge possède, en continu, une résistance (r_L) telle que $r_L\ I_{CO} \ll V_{CC}$. C'est le cas, quand la charge est un transformateur, un circuit oscillant, un moteur ou un écouteur de type correspondant.

Il existe aussi des écouteurs dont la résistance en continu est pratiquement égale à l'impédance en alternatif. Dans ce cas, on aboutit à la droite B, et à $I_{CO} = 3$ mA.

Des cas intermédiaires sont également possibles. Si on ignore la nature de l'écouteur, on pourra donc, sans grand danger, utiliser une valeur moyenne, soit $I_{CO} = 4{,}5$ mA. A titre d'exercice, on restera cependant, dans ce qui suit, à la droite A, et à $I_C = 6$ mA.

Autres composants ? Pour les autres composants, le procédé est le même que précédemment. On trouvera, plus loin, les résultats que le lecteur pourra recalculer, à titre d'exercice. Pour cela, il aura besoin de certaines grandeurs caractéristiques dont la détermination sera commentée ci-dessous.

Résistance d'entrée (h_{11e}) ? D'après le graphique correspondant (annexe 4), on la trouve légèrement inférieure à 2 kΩ, pour $I_C = 6$ mA. Une vérification est possible par la figure 12-2. La droite A coupe, à distance à peu près égale de P_o, les courbes $I_B = 30\ \mu A$ et $I_B = 5\ \mu A$.

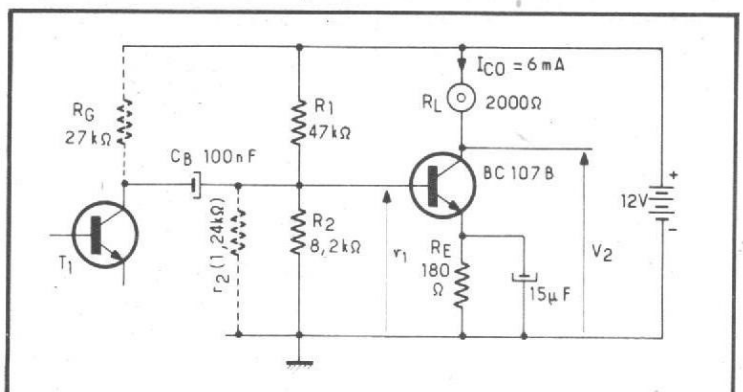


Fig. 12-3. – Second étage de l'amplificateur, avec valeur des composants.

Retenez la différence : $\Delta I_B = 25\ \mu A$. A peu de choses près, ces courbes se confondent avec celles pour $V_{BE} = 0{,}64$ V et $V_{BE} = 0{,}67$ V, soit $\Delta V_{BE} = 30$ mV. Il en résulte :

$$h_{11e} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I}$$

Exemple :

$$h_{11e} = \frac{30\ mV}{25\ \mu A} = 1{,}2\ k\Omega$$

Le graphique donne près de 2 kΩ, le réseau 1,2 kΩ ? Essentiellement, la différence vient du fait que h_{11e} est un paramètre pour « signaux faibles », alors que le procédé de détermination, avec la figure 12-2, correspond à un régime de signaux forts. Mais il peut y avoir des imprécisions de relevé ou de dessin. Il est donc prudent d'adopter une valeur moyenne, soit $h_{11e} = 1{,}5$ kΩ.

Gain en courant (h_{21e}). Le graphique (annexe 4) donne $h_{21e} = 380$ pour $I_C = 6$ mA, $V_{CE} = 10$ V. Dans le réseau, la droite A coupe la courbe $I_B = 5\ \mu A$ à $I_C = 1{,}4$ mA, et elle coupe la courbe $I_B = 30\ \mu A$ à $I_C = 9{,}8$ mA. Pour ce gain avec « signaux forts » on doit, en toute rigueur, écrire h_{21E} (au lieu de h_{21e}), soit :

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Exemple :

$$h_{21E} = \frac{(9{,}8 - 1{,}4)}{(0{,}03 - 0{,}005)} = \frac{8{,}4}{0{,}025} = 336$$

Pour le calcul, on pourra arrondir cette valeur à 350.

Conductance interne de sortie (h_{22e}, g_{22e}) ? Le graphique (annexe 4) donne une valeur de 70 µA/V. Dans le réseau (fig. 12-2), l'inclinaison des courbes (en voisinage de $I_C = 6$ mA) correspond à $\Delta I_C = 1{,}5$ mA, pour $\Delta V_{CE} = 30$ V, soit $g_{22e} = 50\ \mu A/V$ (ou 50 µs). En moyenne, cela correspond à une résistance de 17 kΩ, et ce n'est plus, comme précédemment, très grand devant la résistance de charge. Il faudra donc tenir compte de g_{22e} lors du calcul du gain en tension.

Valeurs des composants. En possession de h_{11e}, h_{21e}, g_{22e}, on calcule comme précédemment. Les résultats se trouvent inscrits dans la figure 12-3. Mais recalculez, à titre d'exercice, et aussi parce que l'auteur a pu se tromper (les dessinateurs et imprimeurs ne se trompent jamais !).

B. Grandeurs de fonctionnement

Gain interne en tension (GV_i) ? Comme il s'agit d'un étage de sortie, on ne connecte plus rien après R_L. Il est donc inutile de préciser qu'il s'agit d'un gain interne à vide. Le calcul aboutira à $GV_i = 417$ (avec $g_{22e} = 60\ \mu s$).

Gain externe en tension (GV_e) ? Contrairement au cas du premier étage, R_1 et R_2 (fig. 12-3) ne sont pas grandes devant R_G. Il convient de calculer d'abord la résistance d'entrée de l'étage (différente de celle du transistor) :

$$r_2 = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/h_{11e})}$$

Exemple :

$$r_2 = \frac{1}{(1/47) + (1/8{,}2) + (1/1{,}5)} = 1{,}24\ k\Omega$$

Puis on trouve, pour le gain externe :

$$GV_e = \frac{GV_i\ r_2}{R_G + r_2}$$

Exemple :

$$GV_e = \frac{417 \times 1{,}24}{27 \times 1{,}24} = 18{,}3$$

Pour un calcul très précis, le terme R_G est à remplacer par la valeur résultant de la mise en parallèle de R_G avec la résistance de sortie de l'étage précédent ($1/g_{22e}$).

Tension d'attaque (v_1) ? La figure 12-2 montre qu'on a plus qu'il n'en faut pour déplacer le point de fonctionnement d'un bout à l'autre de la droite de charge, quand on fait passer V_{BE} de 0,62 à 0,68 V. Il faut donc tout au plus 680 – 620 = 60 mV, pour moduler à fond l'étage d'amplification. Est-ce que l'étage précédent peut fournir cette tension ?

A vide, la valeur crête à crête de la tension de sortie du premier étage peut théoriquement atteindre $V_{CC} - V_E$, soit 12 – 1 = 11 V dans le cas de l'exemple. En réalité, cette amplitude est à diminuer de la tension de déchet du transistor. De plus, du fait de la dispersion, la tension de collecteur de repos peut être légèrement différente des 6,5 V escomptés dans la figure 11-2, d'où asymétrie. Il est donc prudent d'introduire un facteur de correction de 0,7, et de dire que le premier étage ne peut fournir, à vide, qu'une amplitude (crête à crête) égale à 0,7 ($V_{CC} - V_E$), soit 7,7 V dans le cas de l'exemple. Or, du fait de sa résistance d'entrée (r_2), le second étage ne reçoit qu'une fraction de

cette tension, soit, en écrivant R_{L1} pour la résistance de charge du premier étage :

$$v_1 = \frac{0{,}7\ (V_{CC} - V_E)\ r_2}{R_{L1} + r_2}$$

Exemple :

$$v_1 = \frac{0{,}7 \times (12 - 1) \times 1\ 240}{27\ 000 + 1\ 240} = 340 \text{ mV}$$

Pour attaquer le second étage, on dispose donc, à la limite, d'une tension 4 à 5 fois plus grande que la valeur nécessaire. En fonctionnement normal, on devra donc faire travailler le premier étage à 1/4 ou 1/5 seulement de ses possibilités. On voit ainsi que T_1 est bien utilisé en régime de « signaux faibles ».

Puissance maximale de sortie (P_o) ? D'après la figure 12-2, la droite de charge couvre une étendue de 24 V. Pour les raisons évoquées plus haut, et aussi du fait qu'on a négligé V_E lors du tracé de la droite de charge, on applique un coefficient de 0,7. Divisant la valeur crête à crête ainsi déterminée par deux fois racine de 2, on obtient la valeur efficace (maximale) de la tension de sortie :

$$V_2 = \frac{0{,}7\ V_{CEmax}}{2{,}28}$$

Exemple :

$$V_2 = \frac{0{,}7 \times 24}{2{,}28} = 7{,}37 \text{ V}$$

Pour obtenir la puissance de sortie, il suffit de faire intervenir R_L :

$$P_o = \frac{V_2^2}{R_L}$$

Exemple :

$$P_o = \frac{(7{,}37)^2}{2000} = 27 \text{ mW}$$

Pour un écouteur, c'est plus que suffisant.

Puissance dissipée dans le transistor (P_D, P_{tot}) ? Elle est égale au produit de la tension d'alimentation par l'intensité de collecteur de repos :

$$P_D = V_{CC}\ I_{CO}$$

Exemple :

$$P_D = 12 \text{ V} \times 6 \text{ mA} = 72 \text{ mW}$$

Or, le transistor utilisé admet une dissipation maximale de 300 mW.

1.3. CALCULS ET OPTIMISATION SUR DEUX ÉTAGES

Mise en cascade. La figure 13-1 montre le schéma d'un amplificateur composé des deux étages précédemment calculés, avec les notations qui seront utilisées par la suite.

Gain total en tension (GV_{tot}) ? S'obtient par le produit des deux gains externes.

$$GV_{tot} = \frac{v_3}{e_1} = GV_{e1}\ GV_{e2}$$

Exemple :

$$GV_{tot} = 237 \times 18{,}3 = 4\ 337$$

Gain en tension du premier étage, en charge (GV_{L1}) ? Si on veut vérifier le fonctionnement du montage de la figure 13-1, sans ouvrir de connexion, on ne pourra plus retrouver le gain précédemment calculé pour le premier étage, car c'était un gain à vide. Pour calculer le nouveau gain (v_2/v_1), il faudra tenir compte de r_2, résistance d'entrée du second étage :

$$GV_{L1} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{GV_{i1}\ r_2}{R_{L1} + r_2}$$

Exemple :

$$GV_{L1} = \frac{245 \times 1{,}24}{27 + 1{,}24} = 10{,}8$$

En mesurant v_2 et v_3, on trouvera, par le rapport v_3/v_2, le gain interne précédemment calculé pour le second étage.

Gain total en puissance (GP_{tot}). Le microphone fournit une puissance $e_1^2/(R_G + r_1)$, si r_1 est la résistance d'entrée du premier étage (h_{11e} en parallèle avec diviseur de base, 26 kΩ dans le cas de l'exemple). La puissance de sortie est donnée par v_3^2/R_{L2}. Formant le rapport, on trouve :

$$GP_{tot} = \frac{v_3^2\ (R_G + r_1)}{e_1^2\ R_L} = \frac{GV_{tot}^2\ (R_G + r_1)}{R_L}$$

Exemple :

$$\frac{4\ 337^2 \times (1 + 26)}{2} = \frac{18\ 800\ 000 \times 27}{2} = 254 \text{ millions}$$

Tant que cela ?

Gain sur la « puissance disponible » (gain composite, GC_{tot}) ? Le calcul précédent est assez artificiel, car il ne tient pas compte de la puissance que le microphone aurait, normalement, fourni, si on l'avait correctement adapté. La puissance dont on aurait pu disposer à l'entrée est ainsi $e_1^2/(4\ R_G)$, et ce qu'on a gagné, là-dessus, par l'amplificateur, est :

$$GC_{tot} = \frac{4\ GV_{tot}^2\ R_G}{R_L}$$

Exemple :

$$GC_{tot} = \frac{4 \times 4\ 337^2 \times 1}{2} = 37{,}6 \text{ millions}$$

soit environ 76 dB.

Et si on avait alimenté sous 9 V seulement ? Inutile de recalculer absolument tout, si on veut comparer seulement les gains. Dans le premier étage, il suffit de retenir que R_{L1} passe à 20 kΩ, d'où $GV_i = 183$ et $GV_e = 177$ pour les nouveaux gains de cet étage.

Dans le second, I_{CO} passera de 6 à 4,5 mA, d'où des valeurs un peu plus élevées pour R_E et R_2, $h_{11} = 2$ kΩ, $r_2 = 1{,}6$ kΩ, $h_{22} = 45$ µs (h_{21} inchangé : 350). Avec ces données, on trouvera $GV_i = 320$, $GV_e = 23{,}7$. Le gain global se chiffre à $GV_{tot} = 4\ 195$ (contre 4 337 avec $V_{CC} = 12$ V). La différence est inférieure à 1 dB. $V_{CC} = 9$ V aurait donc suffi. Or, avec $V_{CC} = 12$ V, on peut utiliser les piles jusqu'à un épuisement assez avancé, sans que cela se répercute trop sur le gain. Mais attention : dans un amplificateur à deux étages, où R_{L1} n'est pas grande devant la résistance d'entrée du second transistor, le gain dépend beaucoup plus de la tension d'alimentation. De plus, la puissance maximale de sortie diminue avec V_{CC}.

Bande passante (B) ? On peut voir immédiatement que le second étage aura une bande passante nettement plus faible que le premier. En effet, il travaille avec la résistance d'attaque (R_G) la plus élevée, et aussi avec la résistance de charge la plus élevée, car celle du premier étage est constituée par la mise en parallèle de R_{L1} avec r_2.

Dans les amplificateurs pour fréquences audibles, la bande passante dépend de la

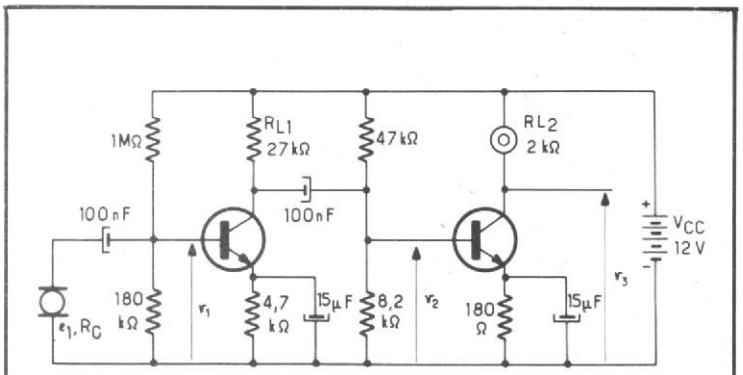
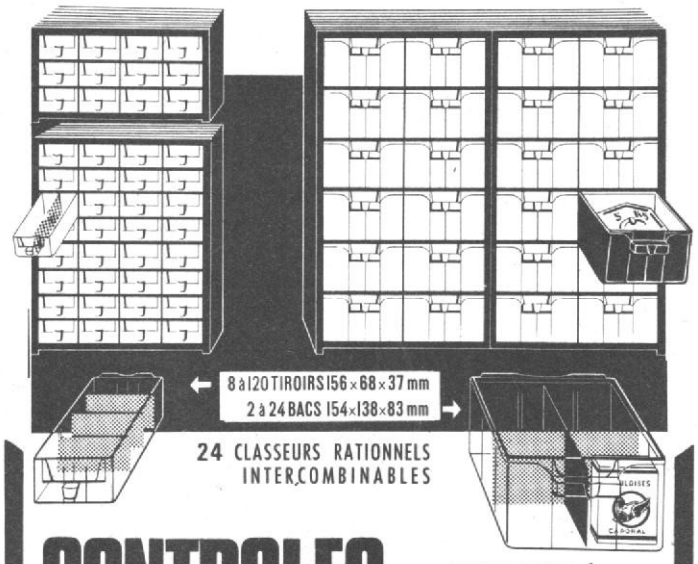


Fig. 13-1. – Schéma complet de l'amplificateur à deux étages dont on vient de déterminer les éléments, avec les notations qui seront utilisées pour le calcul des performances.

L'ORDRE... *transparent !*

pour vos petits objets et pièces

PLUS DE **120 KG** SUR **1/10**E DE MÈTRE CARRÉ



CONTROLEC

NOUVEAU !
TIROIRS OPAQUES super-solides

7 bis, rue Robert Schuman
94-ABLON (près Orly) 922-20-78

devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

GRATUIT ! Documentation sans engagement.
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM : _____

ADRESSE : _____

_____ HPA 66

capacité de réaction interne, C_{CBO}. Le fabricant l'indique comme inférieure à 6 pF, mais on utilisera 10 pF pour le calcul, compte tenu des inévitables capacités de câblage. La bande passante d'un étage est donnée par :

$$B = \frac{1}{2\,\pi\, GV_e\, C_{CBO}\, R_G}$$

Exemple avec valeurs du second étage :

$$B = \frac{1}{6{,}28 \times 18{,}3 \times 10\ \text{pF} \times 27\ \text{k}\Omega} = 32\ \text{kHz}$$

valeur largement suffisante pour l'application envisagée.

Tension de bruit (e_n, v_n) ? Puisque l'intensité de collecteur de T_1 a été choisie pour une adaptation au minimum de bruit, la tension de bruit (à l'entrée) peut être calculée par une relation relativement simple :

$$e_n = 0{,}13\ F\ \sqrt{R_G\ B}$$

Avec cette expression, on obtient e_n en microvolts, si on exprime le facteur de bruit F comme un rapport de tensions (et non pas en décibels), si on exprime R_G en kiloohms, et si on prend, pour la bande passante B, la valeur utile (l'écouteur ne passera pas plus de 10 kHz), exprimée en kHz. Si F = 2 dB, il faut donc porter F = 1,26 dans la formule.

Exemple :

$$e_n = 0{,}13 \times 1{,}26 \times \sqrt{1 \times 10} = 0{,}52\ \mu\text{V}$$

Compte tenu du gain, $GV_{tot} = 4\,337$, on aura donc une tension de bruit de 0,52 x 4 337 = 2,25 mV dans l'écouteur. Cela s'entend tout juste, mais c'est encore à 50 dB environ en-dessous du niveau normal d'utilisation.

Optimisation du gain en tension. Mathématiquement, cela consiste à écrire l'équation du gain externe sur deux étages, de dériver par rapport à R_{L1}, et de déterminer l'optimum du gain en posant la dérivée première égale à zéro. Moyennant quelques simplifications, on peut alors calculer la valeur optimale (donnant le plus grand gain) de R_{L1} par :

$$R_{L1\,opt} = \sqrt{\frac{18\ V_{CC}\ R_G\ \dot{r}_2}{h_{21e\,(1)}}}$$

Exemple :

$$R_{L1\,opt} = \sqrt{\frac{18 \times 12 \times 1 \times 1{,}24}{290}} \simeq 1\ \text{k}\Omega$$

Cette valeur de R_{L1} n'étant utilisable que si on conserve la même tension de repos de collecteur que précédemment (6,5 V), on est conduit à I_{C1} = 5,5 mA. Reprenant alors tout le calcul, on aboutit à $GV_{tot} \simeq 30\,000$, et à un gain composite en puissance supérieur à 90 dB. Or, pour un gain en tension environ 7 fois plus fort qu'avec adaptation au minimum de bruit, on obtient, lors de l'adaptation au maximum de gain, une tension de bruit 20 à 30 fois plus élevée, à la sortie.

L'optimisation du gain n'est donc pas forcément une affaire avantageuse, dans le cas de l'exemple. En revanche, elle peut l'être quand les valeurs imposées pour la tension d'alimentation ou pour la résistance de charge du dernier étage sont suffisamment faibles pour que, de toute façon, le gain reste inférieur à une valeur qui donnerait une amplification gênante du bruit d'entrée.

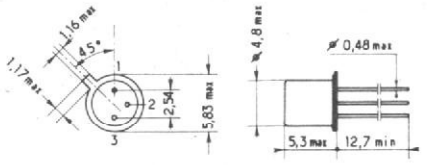
H. SCHREIBER

NPN

Caractéristiques des transistors d'utilisation courante
Types BC107 A. B - BC 108 A. B. C - BC109 B. C.
Amplification BF de faible puissance - Silicium - Technologie Planar Expitaxial

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

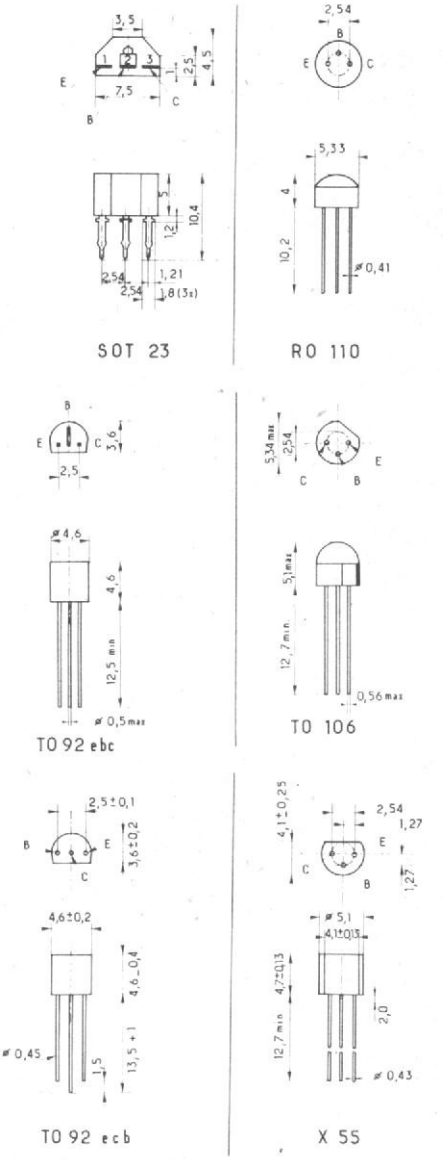
		BC 107	BC 108,109	
Tension collecteur-émetteur (I_B= 0)	V_{CEO}	45	20	V max
Tension collecteur-émetteur (V_{BE}=0)	V_{CES}	50	30	V max
Tension collecteur-base (I_E=0)	V_{CBO}	50	30	V max
Tension émetteur-base	V_{EBO}	6	5	V max
Intensité de collecteur	I_C	100	100	mA max
Intensité de collecteur de crête	I_{CM}	200	200	mA max
Intensité de base	I_B	50	50	mA max
Puissance dissipée (T_{amb}=25 °C)	P_{tot}	300	300	mW max
Température de jonction	T_j	175	175	°C max
Résistance thermique jonction-ambiance	R_{thj-a}	0,5	0,5	°C/mW
Résistance thermique jonction-boîtier	R_{thj-b}	0,2	0,2	°C/mW



BC 107, BC 108, BC 109 : Disposition des électrodes et encombrement. Le boîtier est électriquement relié au collecteur.

TYPES ÉQUIVALENTS OU SIMILAIRES

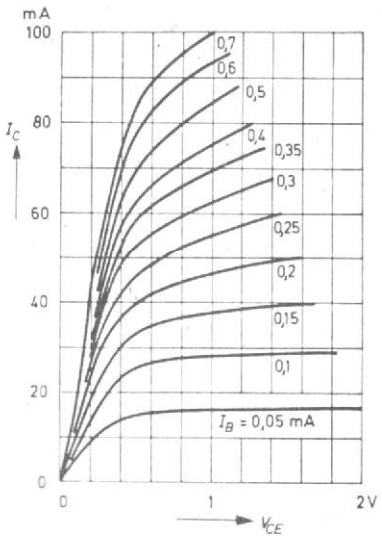
	Type NPN	Complémentaire PNP	Caractéristiques modifiées	Boîtier
BC 107	BC 147	BC 157	-	SOT 23
	BC 167	BC 257	-	TO 92 ecb
	BC 171	BC 251	-	TO 92 ebc
	BC 174	BC 256	V_{CEO} = 64 V	TO 92 ebc
	BC 182	BC 212	V_{CEO} = 50 V	X 55 ou TO 92 ebc
	BC 190	BC 266	V_{CEO} = 64 V	TO 18
	BC 207	BC 204	-	RO 110
	BC 237	BC 307	P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 317	BC 320	P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 407	BC 417	P_{tot} = 250 mW	TO 106
	BC 546	-	V_{CEO} = 65 V, P_{tot} = 0,5 W	TO 92 ebc
	BC 547	BC 557	P_{tot} = 0,5 W	TO 92 ebc
BC 108	BC 148	BC 158	-	SOT 25
	BC 168	BC 258	-	TO 92 ecb
	BC 172	BC 252	-	TO 92 ebc
	BC 183	BC 213	V_{CEO} = 30 V	X 55
	BC 208	BC 205	-	RO 110
	BC 238	BC 308	P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 318	BC 321	V_{CEO} = 30 V, P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 408	BC 418	P_{tot} = 250 mW	TO 106
	BC 548	BC 558	P_{tot} = 500 mW	TO 92 ebc
BC 109	BC 149	BC 159	-	SOT 25
	BC 169	BC 259	-	TO 92 ecb
	BC 173	BC 253	-	TO 92 ebc
	BC 184	BC 214	V_{CEO} = 30 V	X 55
	BC 209	BC 206	-	RO 110
	BC 238	BC 308	P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 319	BC 322	P_{tot} = 350 mW	TO 92 ebc
	BC 409	BC 419	P_{tot} = 250 mW	TO 106
	BC 549	BC 559	P_{tot} = 500 mW	TO 92 ebc

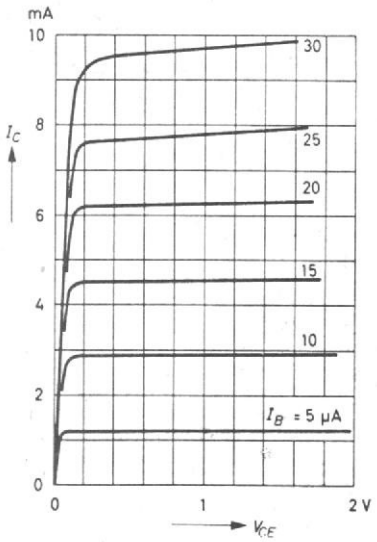


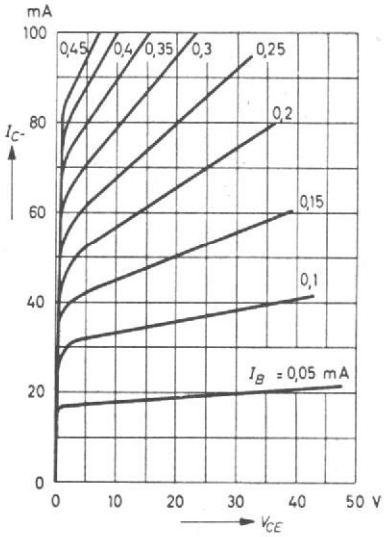
BC 107, BC 108, BC 109 : Types équivalents et similaires. Boîtiers résine, température maximale de jonction de 150 °C.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

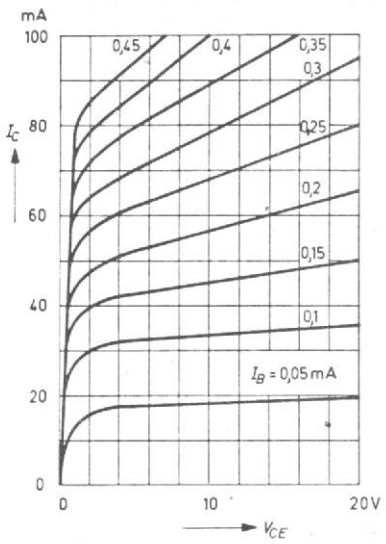
		min.	nom.	max.		Conditions de mesure
Gain en courant statique, BC 107 A, BC 108 A		110	170	240		$I_C = 2$ mA, $V_{CE} = 5$ V
BC 107 B, BC 108 B, BC 109 B		200	290	480		
BC 108 C, BC 109 C		400	500	850		
Gain en courant statique, BC 107 A, BC 108 A		40	90			$I_C = 10\ \mu$A, $V_{CE} = 5$ V
BC 107 B, BC 108 B, BC 109 B		65	150			
BC 108 C, BC 109 C		100	270			
Gain en courant statique, BC 107 A, BC 108 A			120			$I_C = 100$ mA, $V_{CE} = 5$ V
BC 107 B, BC 108 B			200			
BC 108 C			400			
Tension de saturation de collecteur $V_{CE\ sat}$			0,07	0,2	V	$I_C = 10$ mA, $I_B = 0,5$ mA
Tension de saturation de collecteur $V_{CE\ sat}$			0,2	0,6	V	$I_C = 100$ mA, $I_B = 5$ mA
Tension de saturation de base $V_{BE\ sat}$			0,7	0,83	V	$I_C = 10$ mA, $I_B = 0,5$ mA
Tension de saturation de base $V_{BE\ sat}$			0,9	1,05	V	$I_C = 100$ mA, $I_B = 5$ mA
Gain en courant (β, h_{21e})	Types A	125	200	260		
	Types B	240	330	500		
	Types C	450	600	900		$I_C = 2$ mA
Résistance d'entrée (r, h_{11e})	Types A	1,6	2,7	4,5	kΩ	
	Types B	3,2	4,8	8,5	kΩ	
	Types C	6	8,7	15	kΩ	$V_{CE} = 5$ V
Résistance de sortie (p $\simeq 1/h_{22e}$ à 1 kHz)	Types A	25	70		kΩ	
	Types B	25	50		kΩ	
	types C	15	35		kΩ	f < 10 kHz
Fréquence de transition f_T		150	300		MHz	$I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 5$ V
Capacité collecteur-base C_{CBO}			3,5	6	pF	$V_{CBO} = 10$ V, f = 1 MHz
Facteur de bruit, BC 107, BC 108 à 1 ± 0,1 kHz	F		4	10	dB	$I_C = 0,2$ mA, $R_G = 2$ kΩ
Facteur de bruit, BC 109 à 1 ± 0,1 kHz	F		2	4	dB	$I_C = 0,2$ mA, $R_G = 2$ kΩ
Facteur de bruit, BC 109, 30 Hz à 15 kHz	F		2	4	dB	$I_C = 0,2$ mA, $R_G = 2$ kΩ

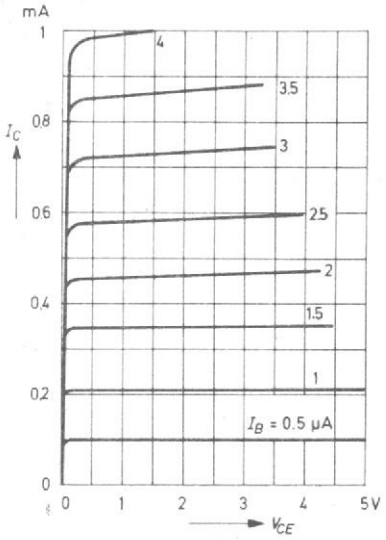


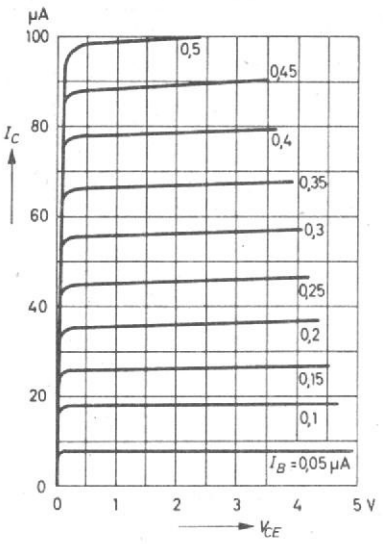




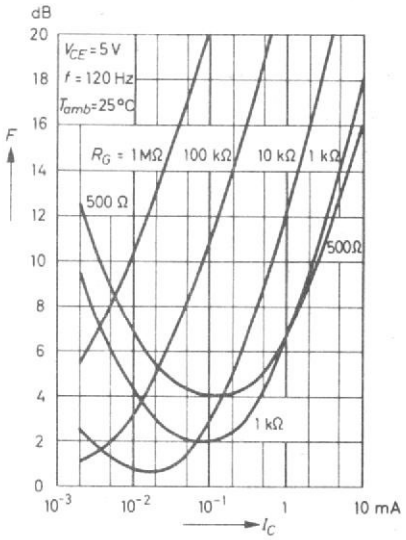
BC 107 B : Intensité de collecteur (I_C) en fonction de la tension collecteur-émetteur (V_{CE}), avec l'intensité de base comme paramètre (commande par courant). Ces réseaux de courbes deviennent valables pour le BC 107 A, si on multiplie les valeurs de l'intensité de base par 1,7.

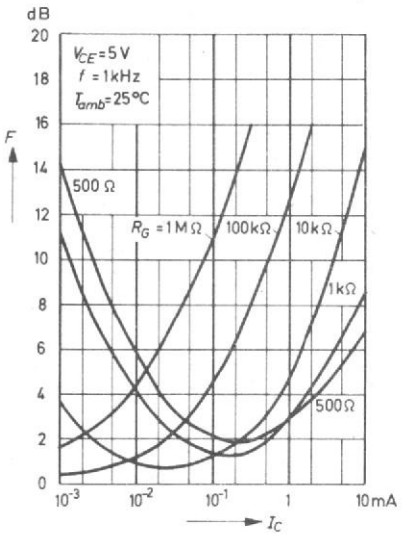






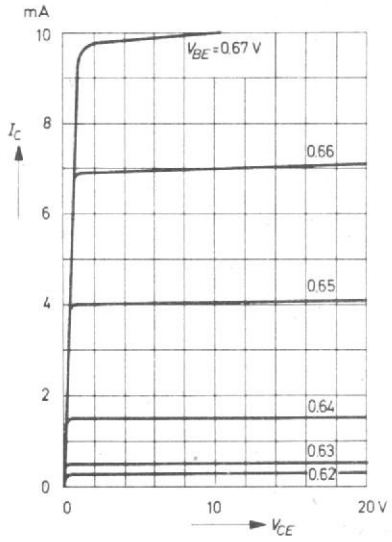
Ci-dessus. – BC 108 B, BC 109 B : Réseaux de caractéristiques en commande par courant. Multiplier I_B par 1,7 pour types A et par 0,6 pour types C.

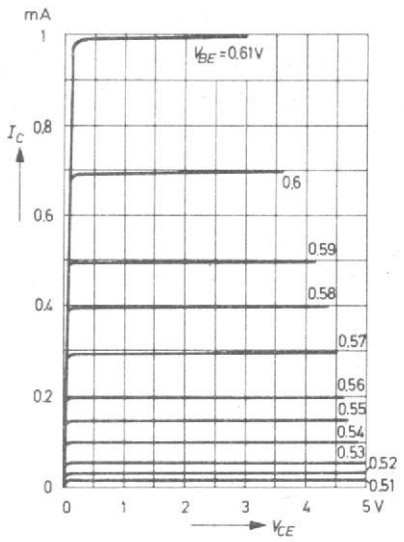


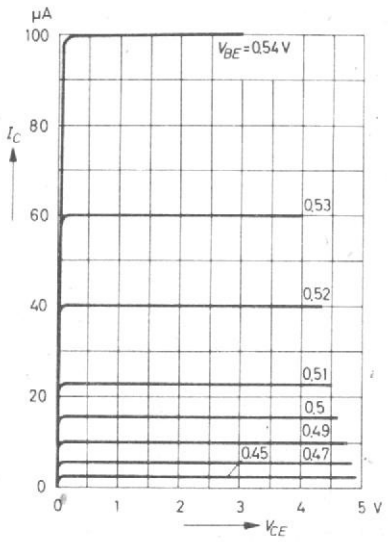


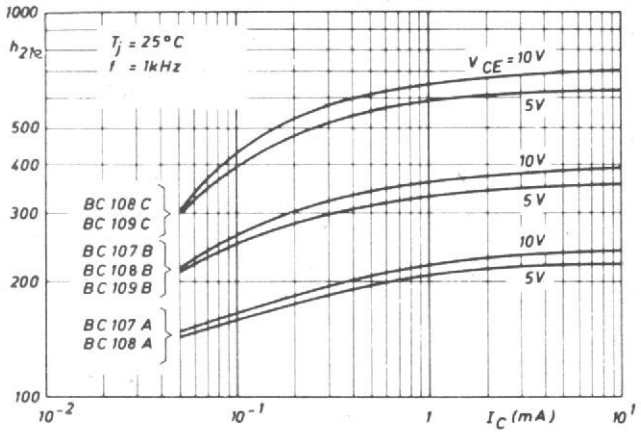
Ci-contre. – BC 109 : Facteur de bruit F en fonction du courant de collecteur I_C, avec la résistance d'attaque (R_G) en paramètre, et pour des fréquences de 120 ainsi que de 1 000 Hz.

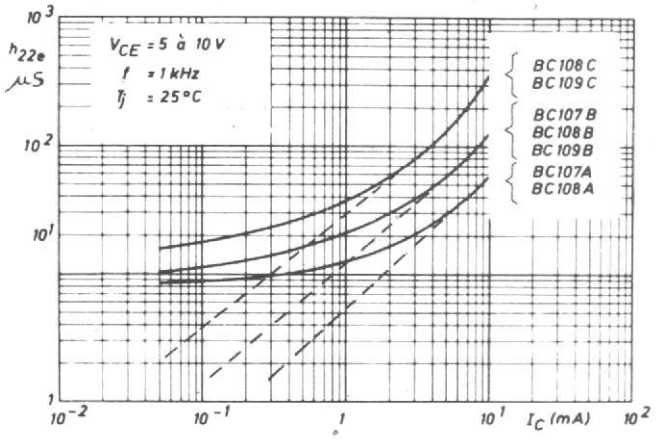
Ci-dessous. – BC 107, BC 108, BC 109 : Réseaux de caractéristiques en commande par tension.





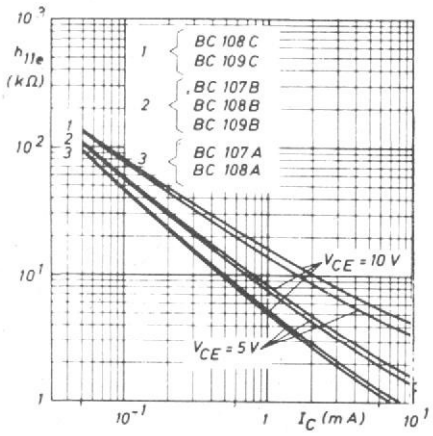


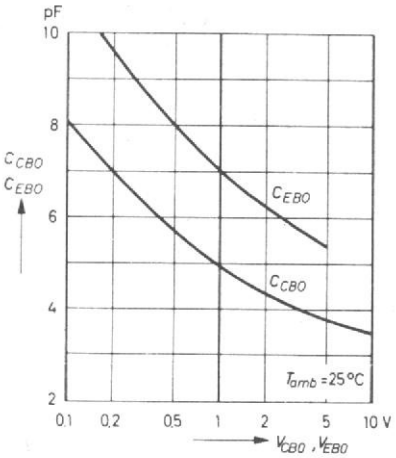


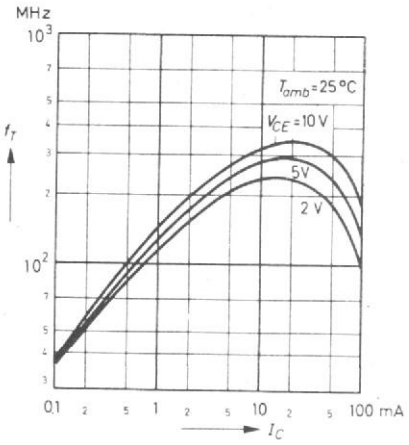


BC 107, BC 108, BC 109 : Gain en courant pour signaux faibles (h_{21e}), en fonction de l'intensité de collecteur, et pour des tensions collecteur-émetteur de 5 et de 10 V.

BC 107, BC 108, BC 109 : Module de l'admittance de sortie à entrées ouvertes (h_{22e}) en fonction de l'intensité de collecteur, à 1 kHz. En pointillé : conductance de sortie à entrée fermée (c_{bc} sans effet).



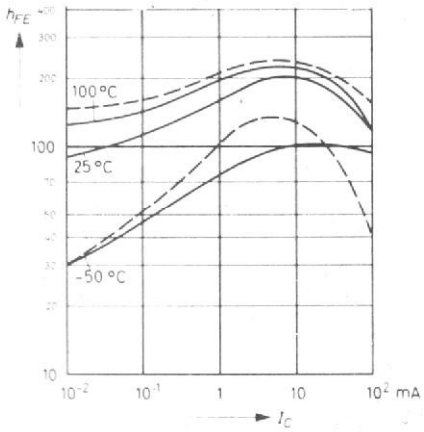


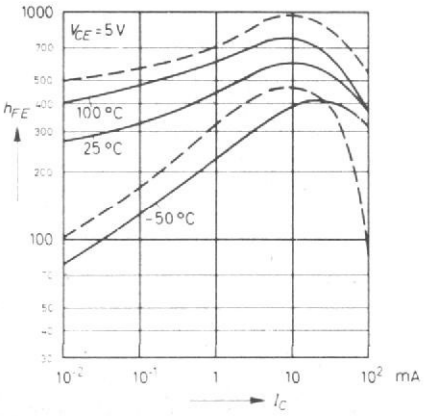


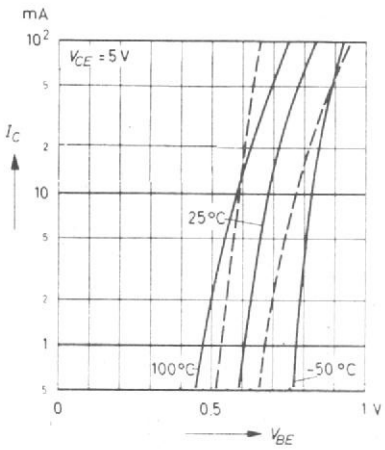
BC 107, BC 108, BC 109 : Résistance d'entrée à sortie fermée (r, h_{11e}) en fonction de l'intensité de collecteur, pour des tensions collecteur-émetteur de 5 et de 10 V.

BC 107, BC 108, BC 109 : Capacités collecteur-base (C_{CBO}) et émetteur-base (C_{EBO}) en fonction de la tension entre les électrodes correspondantes.

BC 107, BC 108, BC 109 : Fréquence de transition f_T en fonction de l'intensité de collecteur, et pour diverses valeurs de la tension collecteur-émetteur.



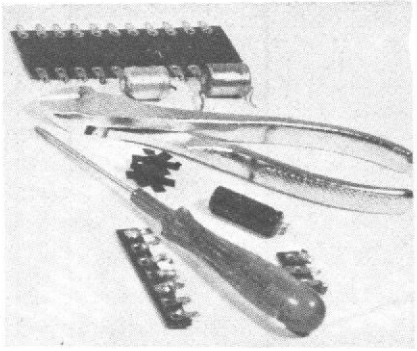




BC 107 A, BC 108 A (à gauche) et **BC 108 C, BC 109 C** (à droite) : Gain en courant statique (h_{FE}) en fonction de l'intensité de collecteur (I_{CE}) et pour V_{CE} = 5 V.

BC 107, BC 108, BC 109 : Transfert statique tension-intensité. V_{CE} = 5 V.

Les courbes en pointillé indiquent les limites de dispersion pour une température de jonction de 25 °C.



MELANGEURS HI-FI

GÉNÉRALITÉS

On a décrit plusieurs mélangeurs dans de précédents articles du « Haut-Parleur ».

Les montages analysés dans un précédent ABC sont proposés par Siemens et conviennent particulièrement bien dans les installations à haute fidélité.

Le premier appareil analysé est un mélangeur Hi-Fi.

Cet ensemble est à trois voies mais on verra qu'il est très facile de modifier ce nombre à volonté.

L'appareil est très économique car il peut fonctionner sur une alimentation continue de 24 V sous 5,5 mA seulement avec trois voies d'entrée.

Un amplificateur de puissance peut être connecté à sa sortie.

Un avantage intéressant est la possibilité de modifier la tonalité par deux réglages indépendants, l'un pour les basses, l'autre pour les aiguës.

Voici les caractéristiques générales du mélangeur Hi-Fi :

TABLEAU I

— Tension d'alimentation : 24 V	— tension maximum de sortie : D = 1 % 1,5 V
— Courant consommé : 5,5 mA	— Distorsion : (V_o = 1,5 V, f = 30 Hz à 16 kHz) 0,3 %
— Tension nominale d'entrée : 100 mA	— Linéarité (à - 1 dB) : 13 Hz à 45 kHz
— Résistance d'entrée : 50 kΩ à 100 kΩ	— Tonalité basse 50 Hz : + 17 à - 19 dB
— Gain de tension : 15 fois	— Tonalité aiguë 16 kHz : + 18 à - 18 dB.

ETAGE D'ENTRÉES

Cet étage est représenté à la figure 1 avec trois entrées. Les trois voies sont identiques et utilisent des transistors : $Q_1 = Q_2 = Q_3$ = BC 413 comme d'ailleurs les trois autres transistors $Q_4 = Q_5 = Q_6$ de cet appareil de mélange. Le BC 413 est un NPN.

La généralisation du mon-

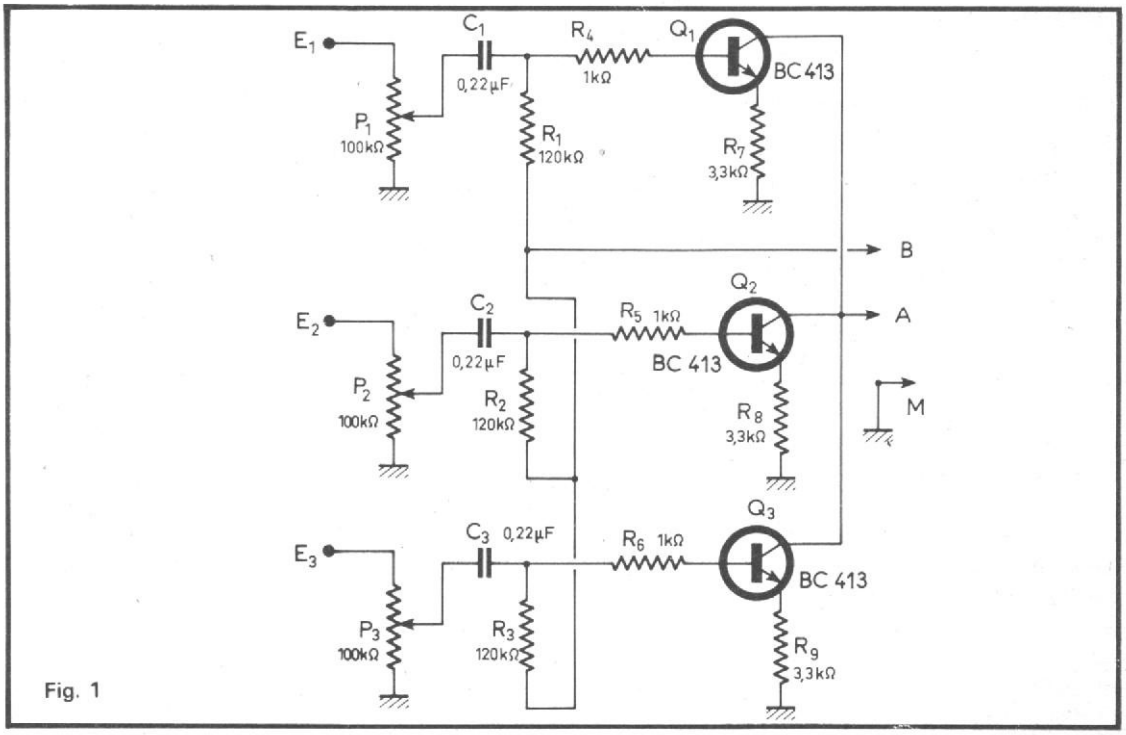


Fig. 1

tage est facile. Par exemple : pour ajouter encore une voie il suffira de reproduire le montage de l'une des voies existantes et de connecter ses points (A) et (B) aux points correspondants du montage de la figure suivante :

— Le point (A) est la réunion de sortie de chaque voie. Celle-ci se joint sur les collecteurs de Q_1, Q_2, Q_3.

Remarques : La contre-réaction par résistances d'émetteurs R_7, R_8, R_9 sont découplées ; polarisation de base par le point (B) que l'on retrouve sur la figure 2. Chaque entrée E_1, E_2, E_3 (ou E_n) possède un potentiomètre de dosage du signal appliqué à la voie choisie.

Le curseur de P_1 est relié à la base du transistor correspondant par C_1 et R_4 et la polarisation de la base est transmise par R_1. Même montage pour les autres voies. A noter que la résistance d'entrée est de 50 kΩ ce qui entraîne le branchement de nombreuses sources usuelles. Bien entendu, si une sortie nécessite une correction de sa courbe de réponse, cette correction s'effectuera à l'aide d'un préamplificateur convenable.

D'une manière générale si la source fournit 100 mV ou plus elle pourra être branchée directement à l'entrée choisie si elle ne nécessite pas de correction ou par l'intermédiaire d'un amplificateur correcteur si nécessaire.

Dans ce cas, le gain de l'amplificateur correcteur pourrait être égal à 1 ou un peu plus.

Si la source considérée fournit moins de 100 mV un préamplificateur sera nécessaire et son gain sera supérieur à 1. Par exemple, soit un P.U. magnétique de qualité. Ce genre de source fournit environ 5 mV et nécessite un préamplificateur amplifiant une tension de 100/5 = 20 fois au moins pratiquement un gain de 50 fois est une bonne valeur.

Finalement, les trois signaux se trouvent mélangés au point (A) avec le dosage déterminé par les réglages de P_1, P_2, P_3, P_4.

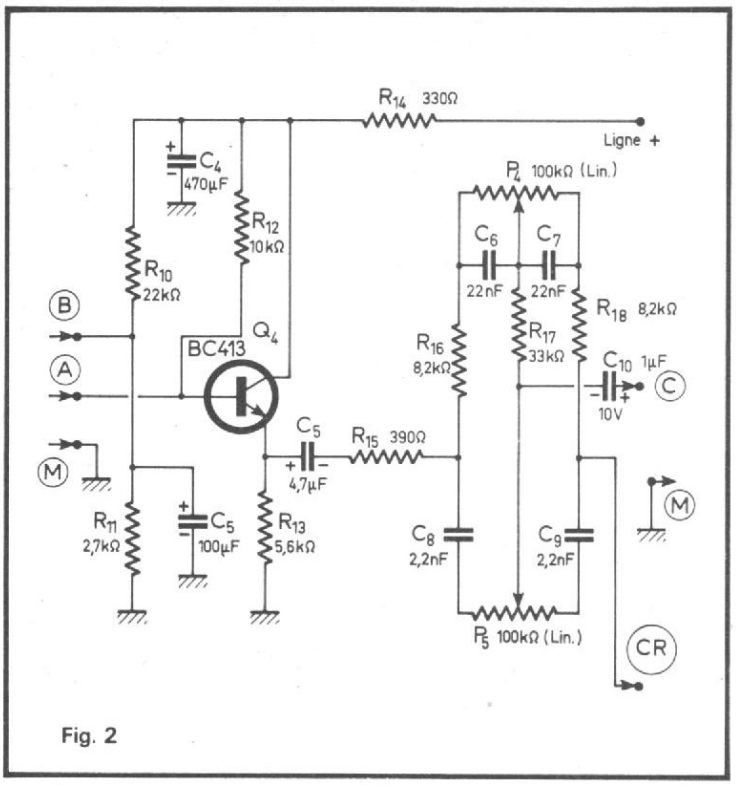


Fig. 2

ETAGE DE TONALITÉ VARIABLE

Cet étage est représenté à la figure 2. Le signal unique du point (A) est appliqué par liaison directe à la base de l'amplificateur de tension, Q_4 monté en collecteur commun.

La base est à la même tension que les collecteurs de Q_1, Q_2, Q_3. Cette tension est déterminée par R_{10} de 10 kΩ parcourue, par le courant des trois collecteurs et de la base de Q_4, on voit que si I est le courant de chaque collecteur, le courant total est 3 I, de ce fait il est facile de voir que la résistance de 10 kΩ pourrait être considérée comme la résultante de trois résistances de 30 kΩ. On en déduit immédiatement qu'il faut 30 kΩ par voie donc s'il y avait 5 voies au lieu de 3, la valeur de R_{12} serait de 30/5 = 6 kΩ au lieu de 10 kΩ.

Pour n voies R_{12} sera égale à 30/n kΩ.

A noter que la consommation de l'appareil sera augmentée mais restera toujours modérée tant que n sera modéré.

L'étage à transistors Q_4 a une résistance de sortie de l'ordre de 5 kΩ ce qui permet de réaliser un double circuit de tonalité à basse impédance avec C_8, P_5, C_9 pour les aiguës et C_6 P_4 C_7 pour les graves.

Le signal de sortie est transmis par C_{10} et par le point C à l'étage de sortie à transistors Q_5 Q_6.

Remarquons la contre-réaction réalisée entre le circuit d'émetteur de Q_6 et le circuit de sortie Q_4. Si nécessaire un dispositif de tonalité genre Baxandall à contre-réaction.

ETAGES DE SORTIE

Q_5 est monté en émetteur commun (voir figure 3) et sa liaison est directe avec Q_6 monté en collecteur commun.

Le signal est transmis par C_{12} aux filtres associés à deux positions de commutateur F = fermé et O = ouvert. Les quatre filtres peuvent être introduits en circuits ensemble ou séparément. A la sortie il y a un VC physiologique P_6 de 100 kΩ avec deux prises. Ce potentiomètre est linéaire. La prise 1 est faite à environ le quart de la piste (soit 25 kΩ) et la deuxième aux 3/4 soit sur 75 kΩ.

P_6 et ses prises est associé aux filtres. Il sera difficile de trouver un potentiomètre à deux prises de ce genre. Ce système compliqué peut être remplacé par celui de la figure 4. Il se commute au point A à la place de celui utilisant P_6. Le potentiomètre P_7 sera à prise médiane.

Aux sorties la résistance est de 25 kΩ environ, ce qui permettra de trouver aisément les amplificateurs de puissance faisant suite à ce mélangeur et dont l'entrée aura une résistance égale ou supérieure à 25 kΩ.

Indiquons aussi que la connexion, à une entrée (figure 1) d'un PU piezo peut être effectuée en insérant entre le point E_1 par exemple et P_1 une résistance de 400 kΩ.

Les étages mélangeurs donnent un gain de 3 fois avant que le signal soit appliqué aux règlages de tonalité P_4 et P_5 L'étage Q_5-Q_6 diminue le gain de 5 fois. Il s'agit de gains de tension V/V.

Dans un mélangeur on peut aussi faire appel aux services d'un casque. Celui-ci nécessite un amplificateur spécial qui sera décrit ci-après.

AMPLIFICATEUR DE CASQUE

Son schéma est donné à la figure 5. On utilise trois transistors Q_1 = BC 308 à l'entrée et BC 308 - BC 237 à la sortie comme étage final à symétrie complémentaire. Seul Q_3 est un NPN.

Les caractéristiques générales de cet amplificateur sont données au tableau II.

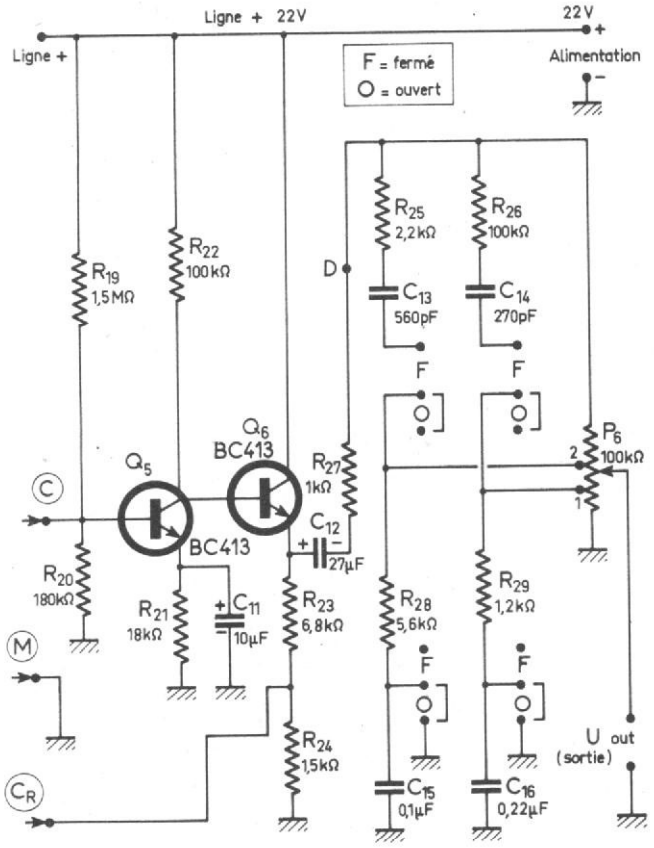


Fig. 3

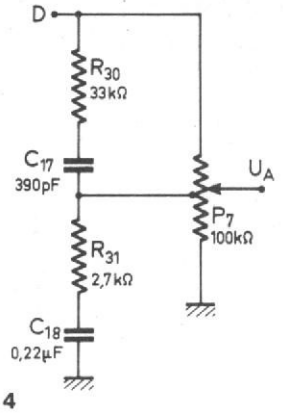


Fig. 4

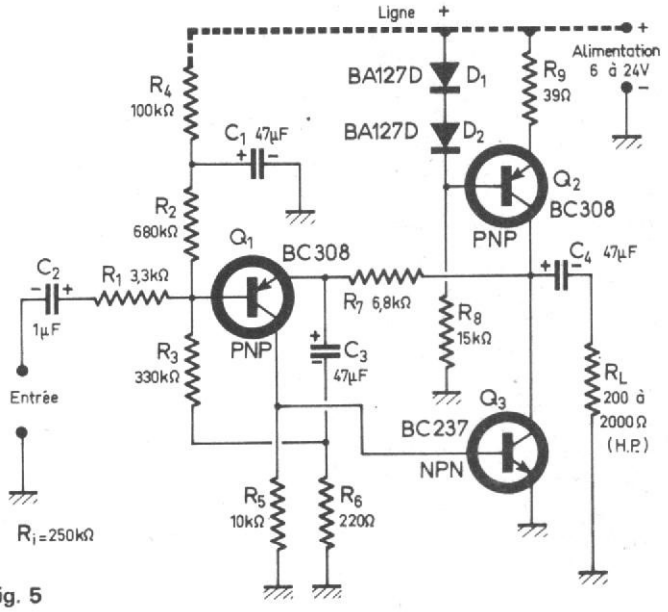


Fig. 5

TABLEAU II

— Tension d'alimentation : 12 V
Fonctionnement correct avec alimentation de 6 à 24 V
— Consommation avec alimentation de 12 V— Résistance d'entrée : 250 kΩ
— Réponse en tension à -1 dB : 37 Hz à 470 kHz
— Tension de sortie (D = 1 % f = 1 kHz) : avec R_1 = 200 Ω, V_o = 1,5 V. Avec R_1 = 2 000 Ω, V_o = 3,4 V
— Distorsion (R_1 = 200 Ω V_o ⩽ 1 V) 0,5 %. R_1 = 2000 Ω V_o ⩽ 3 V) 0,1 %
— Gain de tension : 25 fois (V/V)
— Puissance de sortie : avec R_1 = 200 Ω, P_o = 11 mW. Avec R_1 = 2 000 Ω, P_o = 6 mW.

Les tensions d'entrée V_c nécessaires pour obtenir celles de sortie indiquées plus haut sont :

R_1 200 Ω R_oV_o = 1,5 V
V_i = 1 500/25 = 60 mV

R_1 = 2000 Ω V_o = 3,4 V
V_i = 3 400/25 = 136 mV

Cet amplificateur de haute fidélité permettra d'écouter au casque des signaux fournit par diverses sorties soit directement soit par l'intermédiaire de préamplificateurs correcteurs si nécessaire. Les casques seront de haute qualité. Grâce à la résistance d'entrée de 250 kΩ on pourra brancher à l'entrée des sorties dont la résistance est égale ou inférieure à cette valeur.

Le condensateur C_2 de 1 µF isole en continu l'amplificateur, de la sortie de l'appareil qui le précède et permet aussi les branchements sans précautions d'isolation spéciale pour continu.

Le choix du casque ou de l'écouteur est large depuis 200 Ω jusqu'à 2 000 Ω. Si le casque est de résistance plus grande que 2 000 Ω monter les écouteurs en parallèle. Si la résistance du casque (avec écouteurs en parallèle) est inférieure à 500 Ω monter les écouteurs de 1000 Ω chacun, en série afin d'obtenir 2000 Ω.

Ces indications sont données en vue de réduire la distorsion et augmenter la tension de sortie. La résistance élevée de Q_2 favorise une réduction du facteur de ronflement du signal de sortie.

Il est nécessaire de veiller à ce que la tension d'entrée ne soit pas supérieure aux valeurs indiquées plus haut : 60 mV ou 136 mV. Cette condition sera satisfaite si l'appareil connecté à l'entrée possède un réglage de gain. Dans ce cas, on le règlera de manière à ce que sa tension de sortie ne dépasse pas la valeur permise.

Si aucun VC n'est prévu, on pourra monter un potentiomètre à l'entrée de l'amplificateur décrit, de la manière indiquée pour le schéma de la figure 6.

Le potentiomètre sera logarithmique et avec une résistance totale de 500 kΩ maximum. Avec cette valeur la résistance d'entrée (R_i) sera réduite.

$$R_i = \frac{500.250}{750} = 166 k\Omega$$

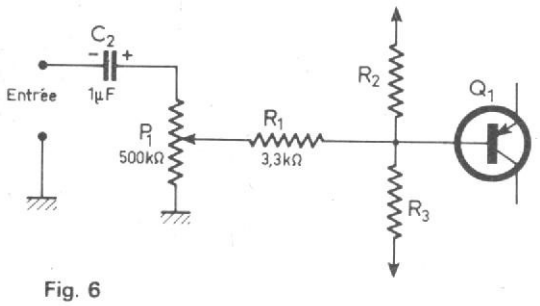


Fig. 6

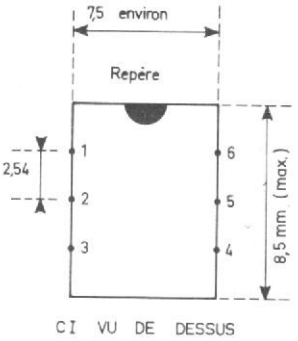


Fig. 8

On pourra aussi adapter $P_1 = 100\ k\Omega$ et R_i sera alors égale à 71 kΩ.

AMPLIFICATEUR BF 10 à 25 W HI-FI

D'après le schéma de la figure 7, il sera possible de réaliser un amplificateur dont la puissance de sortie dépend de la tension d'alimentation entre 10 W (alimentation de 22,5 V) et 25 W (alimentation 32,5 V).

Cet amplificateur ne nécessite qu'une seule tension ce qui simplifie le choix de la source d'alimentation.

Voici les caractéristiques générales du montage de la figure 7.

Le tableau 3 permet de connaître les caractéristiques pour chaque puissance de sortie. La charge sera toujours 4 Ω. Sur ce schéma R_1 représente le haut-parleur ou l'ensemble des haut-parleurs en montages série, parallèle ou série parallèle, par exemple quatre haut-parleurs de 16 Ω (ou 15 Ω à la rigueur) montés en parallèle équivalent à une charge de 16/4 = 4 Ω.

Pour les lignes longues choisir des impédances élevées des haut-parleurs avec liaisons individuelles, la mise en parallèle se faisant près de la sortie de l'amplificateur.

La consommation est d'autant plus importante que la puissance est grande. A vide elle est de 10 mA environ, avantage particulièrement appréciable. D'autre part, la sensibilité nominale est avantageuse, de l'ordre de 0,5 V à l'entrée pour le maximum de puissance à la sortie. La haute fidélité sera maintenue si la tension du signal appliqué à l'entrée n'est pas supérieure à la valeur prévue.

Grâce à la résistance d'entrée de 400 kΩ il n'y aura aucune difficulté de connecter des sources de signaux dont la charge de sortie sera égale ou inférieure à cette valeur. Très bonne valeur de la distorsion totale : 0,3 % dans tous les cas mais pour $P_O/2$ donc : 5, 7,5, 10, 12,5 W à la sortie. Elle atteindra dans ce cas extrême 1 % pour la pleine puissance nominale. La courbe de réponse linéaire (à − 1 dB) entre 35 Hz et 30 kHz est excellente et correspond à une distorsion de 1 % au maximum.

A noter que les valeurs des éléments indiqués sur ce schéma sont valables pour toutes les tensions prévues ce qui permettra de profiter des avantages suivants :

— 1) Possibilité de choisir la puissance désirée en pré-

TABLEAU 3

P_o = puissance de sortie avec D = 1 %	10	13	20	25	W
Charge de sortie R_l	4	4	4	4	Ω
Tension d'alimentation	22,5	27,5	29,5	32,5	V
Consommation de courant					
à $P_O = 0$	10	10	10	10	mA
à P_O = nominal	0,72	0,18	1	1,1	A
Tension d'entrée	0,32	0,4	0,45	0,5	V
Résistance d'entrée	400	400	400	400	kΩ
Distorsion à 0,5 P_o (50 à 15 000 Hz)	0,3	0,3	0,3	0,3	%
Distorsion de 0,7 W à P_o nominale, 50 à 15 000 Hz	< 1	< 1	< 1	< 1	%
Résistance thermique	14	7	7	5	°K/W

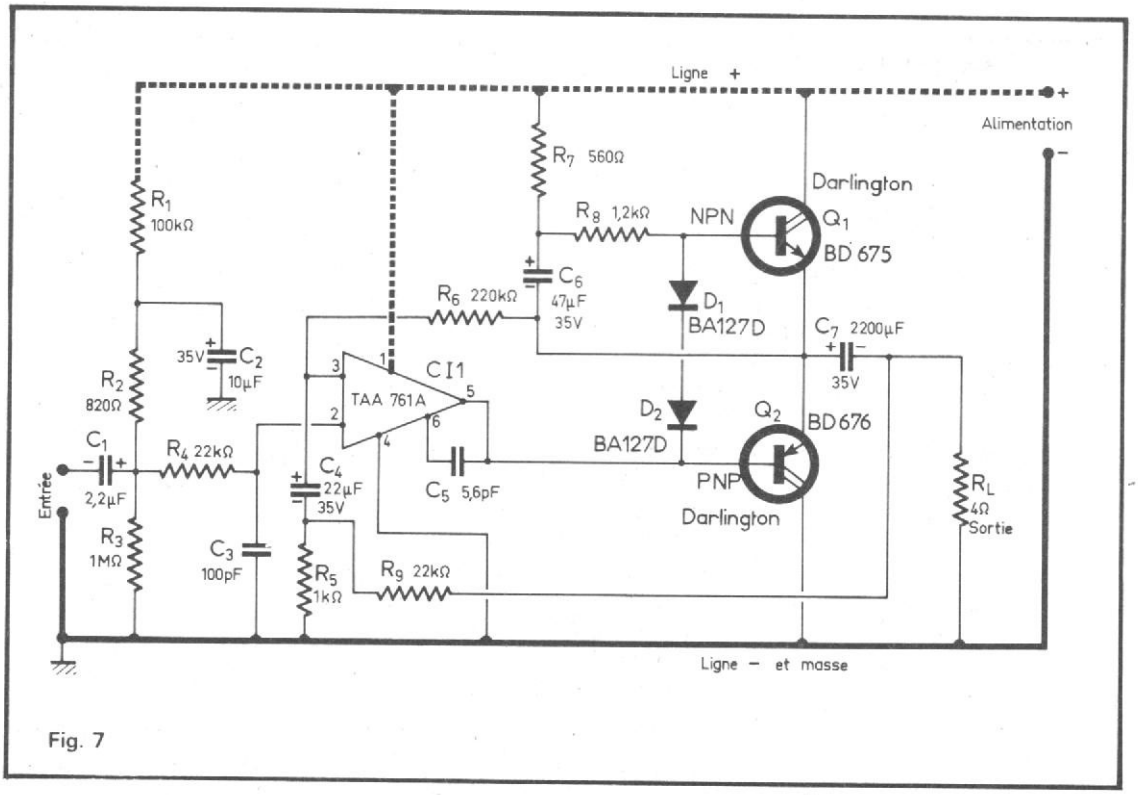


Fig. 7

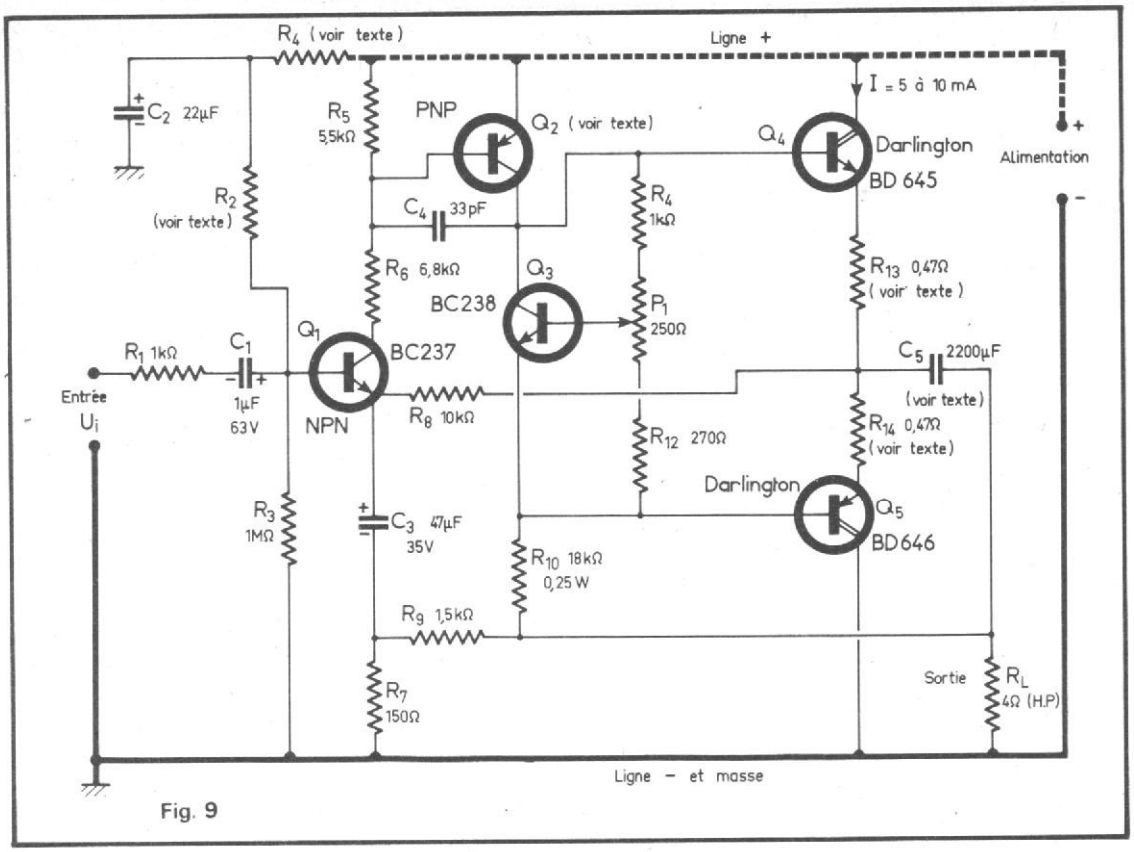


Fig. 9

voyant la tension qui lui convient.

— 2) Adaptation du même appareil à plusieurs utilisations en changeant l'alimentation.

— 3) Toute alimentation de tension comprise entre 22,5 V et 32,5 V, même différente des valeurs du tableau pourra être adoptée sans aucun inconvénient, par exemple 25 V, 30 V.

La résistance thermique du radiateur de l'étage final est indiquée en °K/W. Elle est évidemment d'autant plus faible que la puissance est grande.

Il est clair que si l'on prévoit l'emploi au maximum de puissance, la résistance thermique du radiateur sera de 5 °K/W ou moindre. Les diodes seront connectées à l'étage final au point de vue thermique.

ANALYSE EN SCHÉMA

Toutes les fonctions amplificatrices de tension sont remplies par le circuit intégré TAA 761 A. Ce type de préfixe A est monté en boîtier rectangulaire à 6 broches en plastique 20 A6 DIN 41866 et pèse 0,7 gramme. Le brochage est indiqué à la figure 8. Le signal d'entrée est appliqué à la broche 2, celui de sortie est disponible à la broche 5.

A noter les contre-réactions, s'exerçant entre la sortie de Q_1 et Q_2 et l'entrée en CD du point 3.

En fait, ce CI possède deux entrées. :

a) Entrée non inverseuse au point (ou broche) 2
b) Entrée inverseuse au point 3

Le signal à amplifier est donc appliqué à l'entrée non inverseuse et la CR (contre-réaction) à l'entrée inverseuse ce qui se justifie par le fait que l'étage final a sortie sur les émetteurs est non inverseur.

On remarquera le symbole schématique des transistors Q_1 et Q_2 qui sont des Darlington, donc à deux collecteurs, chacun, réunis sur le fil de sortie.

Grâce à la suppression des résistances dans les circuits d'émetteurs de Q_1 Q_2 la dissipation de puissance d'alimentation est réduite et la puissance utile augmentée de

TABLEAU IV
VALEURS SCHÉMA FIGURE 9

P_o nominal	10	20	30	40	50	W
R_2	120	680	750	760	750	kΩ
R_4	100	100	68	68	82	kΩ
T_2	BC 307	BC 307	BC 327	BC 161	–	

Les caractéristiques générales de l'amplificateur sont celles du tableau ci-dessous :

TABLEAU V
CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES FIGURE 9

Puissance de sortie	10	20	30	40	50	W
Tension d'alimentation	25	33	39	45	49	V
Consommation de courant à $P_o = 0$	13	14	15	16	17	mA
Consommation de courant à P_o = val. nominale	0,75	1,05	1,25	1,48	1,58	A
Résistance d'entrée	> 300	> 300	> 300	> 300	> 300	kΩ
D à 0,8 P_o	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	%
D à P_o = 100 mW	⩽ 0,2	⩽ 0,2	⩽ 0,2	⩽ 0,2	⩽ 0,2	%
Réponse à – 1 B	20 Hertz à plus de 60 kHz					(A)
Réponse à – 1 B, D = 1 %	30 Hertz à 30 kHz					(B)
Résistance R_{th} de l'étage final	15	8	5,5	4,5	3,5	°K/W
Résistance R_{th} en	n'est pas nécessaire					

La réponse (A) est obtenue en fonction de la tension et (B) en fonction de la puissance de sortie.

20 % environ. Comme inconvénients on notera les suivants : augmentation de la distorsion en fonctionnement aux faibles puissances, pas de sécurité contre les courts-circuits à la sortie.

On réduira la distorsion lorsque la puissance est faible en augmentant le taux de contre-réaction ce qui revient à augmenter la valeur de R_5, par exemple 1,5 kΩ au lieu de 1 kΩ. A vide la tension continue de sortie est au maximum de 70 mV.

AMPLIFICATEUR 10 à 40 W

Un autre amplificateur réalisé d'une manière analogue à celui décrit plus haut, est représenté par le schéma de la figure 9. Cet amplificateur comporte un étage d'entrée à transistor Q_1 = BC 237 suivi d'un PNP Q_2 dont le type varie selon la puissance de sortie désirée (voir le tableau plus loin). Le driver est Q_3 du type BC 238 et l'étage final à deux Darlingtons utilise les types BD 645 NPN et BD 646 PNP.

Dans cette catégorie d'amplificateurs certains éléments du montage changent avec la tension de l'alimentation qui, à son tour détermine la puissance de sortie entre 10 et 40 W ou même 10 et 50 W.

Le haut-parleur est connecté à la sortie commune de Q_4 et Q_5 sur émetteurs, par un condensateur C_5 de 2 200 μF.

Voici les valeurs ou type d'éléments non indiqués sur le schéma (tableau 4).

Dans toutes les variantes, la source de sortie sera de 4 Ω et les H.P. choisis seront de puissance totale égale ou supérieure à celle de sortie des amplificateurs. Comme indiqué sur le tableau V les dissipateurs de chaleur sont indispensables. Le driver Q_3 sera en contact thermique avec l'étage de sortie.

Les résistances R_{13} et R_{14} de 0,47 Ω auront une puissance égale ou inférieure à 1/5 de la puissance de sortie.

Par exemple : Si P_o = 30 W, R_{13} et R_{14} auront une puissance de 2 W au moins.

Bien tenir compte également de la tension de service des condensateurs électroniques et de leur polarité. Le montage décrit n'est pas protégé contre les courts-circuits de R_1.

Pour compléter l'ensemble de sonorisation et de mélange, il est nécessaire également de disposer de préamplificateurs, correcteurs ou linéaires pour pouvoir connecter aux entrées (voir figure 1) les sources de signaux à mélanger.

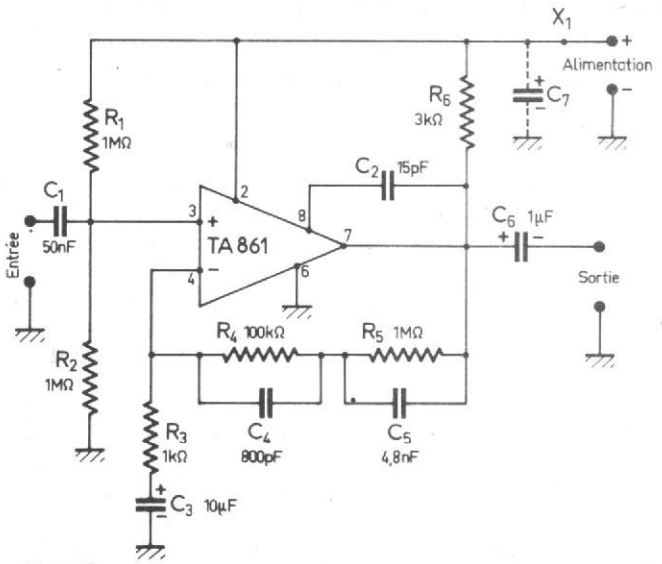


Fig. 10

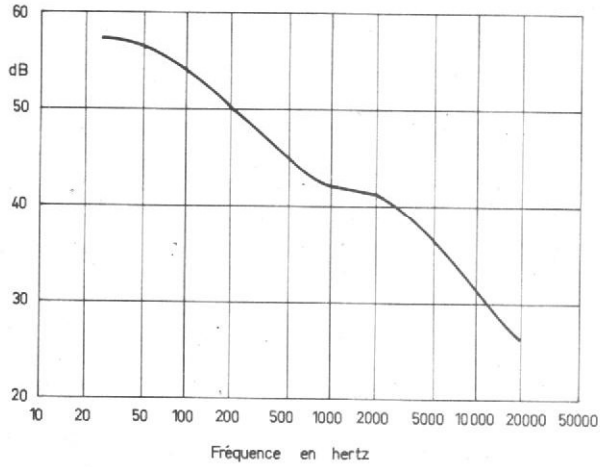


Fig. 11

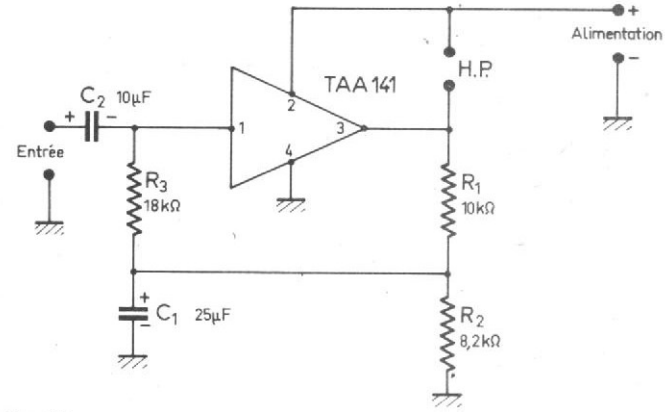


Fig. 12

PRÉAMPLIFICATEUR DE PU MAGNÉTIQUE

Utilisant un circuit intégré TAA 861, ce préamplificateur à les caractéristiques données au tableau VI ci-après :

TABLEAU VI

- Alimentation : V_{CC} = 9 V
- Résistance d'entrée : R = 400 kΩ
- Tension de sortie maximum à 30 Hz : V_o = 2,6 V efficaces
- Tension de sortie maximum à 20 kHz : V_o = 1,5 V efficaces
- Distorsion maximum pour V_o maximum : D = 0,7 %

Cet amplificateur est apte à recevoir la tension d'un PU magnétique dont le signal de sortie peut atteindre 5 mV ou plus. Le point 3 est l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel TAA 861. Ce point est polarisé à la sortie de la tension d'alimentation grâce au diviseur de tension 1 MΩ. En connectant le signal à amplifier au point 3 il n'y aura pas d'inversion. La correction est assurée par le

contre-réaction réalisée avec R_4 C_4 et R_5 C_5. On obtient la courbe de réponse de la figure 11. On pourra alimenter appareil avec une tension de 4 à 20 V. Les caractéristiques données au tableau VI sont valables pour $V_{CC} > 9$ V.

La résistance R_3 peut être modifiée pour améliorer la correction avec certains PU magnétiques.

Il est possible aussi d'avoir à connecter sur l'entrée une résistance de 50 kΩ à 200 kΩ selon les indications du fabricant du PU.

La stabilité est assurée par C_2 de 15 pF.

A noter l'isolation par C_1 et C_6 à l'entrée et à la sortie. Pour réduire une tension d'alimentation supérieure à 9 V jusqu'à cette valeur on intercalera au point X_1 une résistance de valeur appropriée R_x et on branchera la tension supérieure aux bornes « ALIM ».

Prévoir un condensateur de découplage C_7 de 500 μF, tension de service égale à 1,5 fois celle de l'alimentation.

La détermination de R_x se fera comme suit :

— Connecter une pile de 9 V au montage de la figure 10.

— Mesurer le courant consommé que nous désignerons par I.

— Monter la résistance R_x et le condensateur C_7 - La valeur de R_x sera donnée par la loi d'Ohm :

$$R_x = \frac{E_1 - 9}{I} \text{ ohms}$$

avec E_1 en volts et I en ampères.

Si $E_1 = 20$ V par exemple, $R_x = 11/1$ ohms et C_7 avec une tension de service de 30 V environ.

AMPLIFICATEUR MONITEUR

Si l'on désire vérifier en haut-parleur la présence d'un signal en un point quelconque d'un ensemble HiFi, on pourra faire appel au montage de la figure 12 utilisant un TAA 141.

Cet amplificateur nécessite 2 mV seulement à l'entrée pour permettre l'audition en HP à puissance modérée 12 mW. La courbe de réponse est favorable au médium vers 2 kHz.

Voici les caractéristiques de cet amplificateur :

— Alimentation : 4,5 V

— courant consommé : 27 mA

— Charge (HP) : 100 Ω

— Tension d'entrée 1 kHz 2 mV

— Tension de sortie : 1,1 V

— Puissance de sortie : 12 mW.

Si ce H.P. est d'impédance inférieure à 100 Ω monter une résistance en série. Par exemple si Z = 70 Ω monter en série une résistance de 30 Ω mais la puissance sera réduite.

La courbe de réponse de cet amplificateur favorise le médium et convient approximativement à une tête de magnétophone pour jouet.

Cet amplificateur peut servir comme moniteur et ne peut en aucun cas être considéré comme HiFi.

Tous les montages décrits dans cet article sont proposés par Siemens et les semiconducteurs préconisés sont de cette marque.

Références : Documentations Siemens.

F. JUSTER

VIENT DE PARAITRE

TRIO

Le nouveau journal des Pieds Nickelés et de Bibi Fricotin

UN MENSUEL pour les JEUNES et les MOINS JEUNES

Des rubriques sur les animaux, la philatélie, le sport, l'humour, le modélisme. Des jeux, un test, un poster en couleur, des cartes postales de vedettes de la chanson et un concours permanent.

16 BANDES DESSINÉES COMPLÈTES DONT

JOHN PARADE

PATROUILLEUR DE L'ESPACE

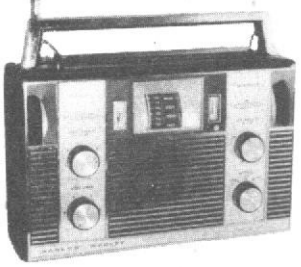
Prix HAGA du meilleur dessin de science-fiction et meilleur scénario

TRIO - 104 PAGES 4 F SEULEMENT

L'ONDE MARITIME

CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi T. 47-44-30

BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83



BARLOW - WADLEY XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC » PROFESSIONNEL

AM - USB - ISB - CW - RTTY

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

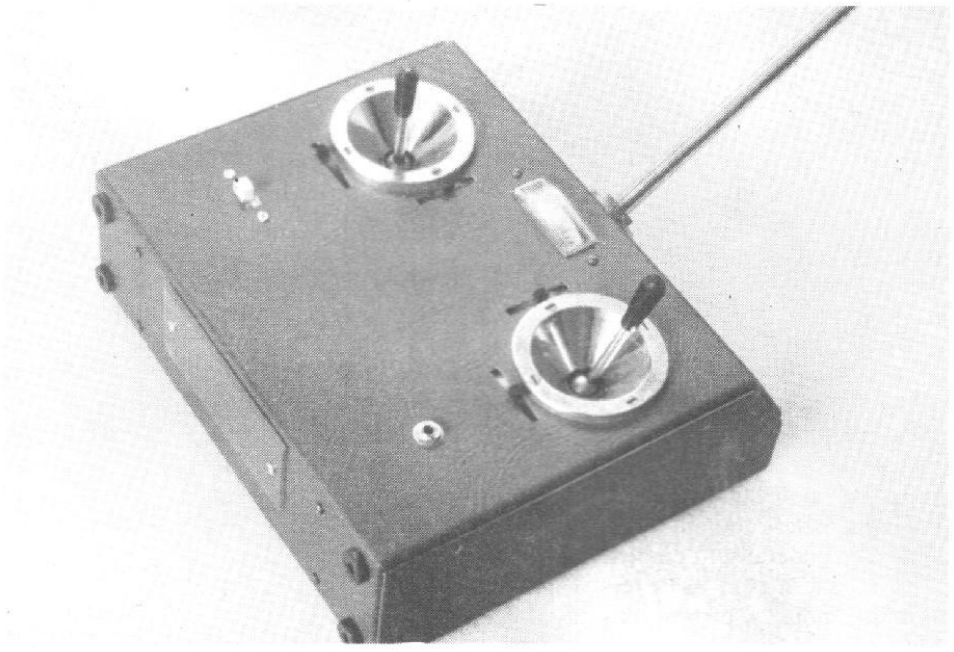
DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____

ADRESSE _____

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble TF 6/76



par F. THOBOIS

LES SERVO-MÉCANISMES

(Suite et fin)

3. AMPLIFICATEUR à SN 28 654 N

Nous avons un peu hésité à vous proposer cet amplificateur : en effet, le SN 28 654N n'est pas disponible en France et de ce fait, nous n'avons pu disposer que d'un nombre trop réduit d'échantillons. Nos essais ont donc été un peu limités ce qui rend difficile de donner l'assurance d'une parfaite tenue des caractéristiques. Passons rapidement en revue les avantages et inconvénients du circuit de Texas Instruments, par rapport au NE 543 K de Signetics.

— Le boîtier Dual-in-Line à 14 picots plus volumineux que celui du NE 543 K, permet paradoxalement une réalisation plus compacte, sur un circuit de dessin très simple.

— Le montage du potentiomètre en pont entre le + et le –, permet une mise au point très facile de l'amplitude de la course.

— Le circuit semble posséder une excellente résistance aux mauvais traitements : Les exemplaires en notre possession en ont vu « de toutes les couleurs » et se portent toujours très bien. Des NE 543 K auraient rendu l'âme depuis longtemps !

— La résistance au « bruit » du potentiomètre est beaucoup meilleure. Le NE 543 K étant particulièrement délicat à ce point de vue.

— Les deux circuits sont à égalité sur le plan de la précision, de la vitesse de réponse, du nombre de composants périphériques.

En contre-partie :

— Le SN 28 654 N réinjecte dans le circuit d'alimentation un « bruit » particulièrement perturbateur : Un exemple pour illustrer ce défaut :

Le servo-test que nous utilisons est le modèle à transistors que nous avons décrit dans le N° 1355 du H.P. Ce montage fonctionne parfaitement avec les amplificateurs à transistors décrits dans le numéro précédent, avec les amplificateurs à NE 543 K. Il refuse totalement de fonctionner avec le montage à SN 28 654 N : Les impulsions parasites réinjectées dans l'alimentation, déclenchant anarchiquement le monostable du servo-test et affolant complètement le tout. Pour retrouver un fonctionnement normal, il a fallu alimenter le servo-test en tension stabilisée par un « filtrage électronique » conforme à la figure 14.

Bien entendu le phénomène existe aussi lorsque l'amplificateur est raccordé normalement sur une voie du décodeur. Heureusement ce dernier est équipé d'un registre à décalage CMos, présentant justement la particularité d'une excellente immunité aux bruits. Le 4015 résiste donc vaillamment. Toutefois, de temps en temps, on note une réaction d'un servo sur un autre, ce qui est fort fâcheux. Il faudra donc, en cas d'utilisation de ces amplis, monter dans le décodeur la même cellule de filtrage que celle du servo-test. La modification est minime et nous l'indiquerons plus loin.

Signalons aussi la nécessité absolue de couper l'alimentation du récepteur avant celle de l'émetteur. En effet un servo à SN 28 654 N peut, d'une manière imprévue, passer en blocage fin de course et s'y maintenir. C'est dangereux pour la batterie et le circuit intégré, si on ne le remarque pas assez vite.

En conclusion : En attendant une distribution normale du SN 28 654 N, nous conseillons de choisir ce circuit dans les cas où le montage du NE 543 K relève de l'acrobatie : par exemples, pour le LX 77, pour le SLM-M1, pour le Varioprop jaune 3830. Dans ces cas, où la place laissée à l'amplificateur est très réduite, le SN 28 654 N permet une réalisation « facile », avec un circuit imprimé dessinable à la main. (C'est l'un de nos critères, pour un CI bien étudié !).

Par la suite, le circuit se trouvant facilement et à bon prix et si les avantages semblent prévaloir sur les inconvénients, il sera toujours possible d'en généraliser l'emploi.

N.B. : La maison RD Electronique nous a promis des SN 28 654 N, dès la parution de ces lignes. Nous vous transmettons le renseignement, à toutes fins utiles !

a) **Le schéma.** On le trouve en figure 15.

Malheureusement, nous n'avons pu obtenir de Texas I., le moindre document sérieux concernant le circuit, hormis le vague croquis de la figure 16.

De toute façon, il s'agit fatalement d'un montage très voisin de celui du NE 543 K.

— L'alimentation du moteur se fait entre les picots 10 et 12, par un étage de puissance en pont, capable de débiter un courant de 400 mA, dans une charge de 10 Ω.

— Les cellules RC alimentant les picots 8 et 14 déterminent le couple et la rapidité de réponse.

— Le condensateur découplant la sortie 7 donne la « zone morte ». Sa valeur est de l'ordre de 2 à 5 nF. Nous utilisons un 4,7 nF donnant une précision bien suffisante.

— La constante de temps du monostable interne est connectée entre les picots 5 et 6. Elle est déterminée par R_3C_2.

Si $C_2 = 0{,}47\ \mu F$, R_3 vaudra 10 kΩ.

Si $C_2 = 0{,}56\ \mu F$, R_3 vaudra 8,2 kΩ.

La constante de temps dépend aussi de la position du potentiomètre de 5 kΩ, encadré par les résistances de calage de la course, R_4 et R_5. Ces résistances dépendent de la mécanique :

Avec le LX 77 ou le SLM-M1, $R_4 = 2\,400\ \Omega$, $R_5 = 0$.

Avec les LX 75/76, $R_4 = 3\,300\ \Omega$, $R_5 = 1\,500\ \Omega$.

Avec le 3830, $R_4 = 6\,800\ \Omega$, $R_5 = 2\,700\ \Omega$.

La résistance R_7 détermine l'amortissement de la mécanique pour éviter le pompage. On utilisera les valeurs suivantes :

Avec le LX 77 et le SLM-M1, R_7 est supprimée.

Avec le LX 75, $R_7 = 150$ kΩ.

Avec le LX 76, $R_7 = 100$ kΩ.

Avec le 3830, $R_7 = 27$ kΩ.

Une cellule de découplage R_2C_1 alimente le monostable et évite les réactions classiques entre les servo-mécanismes.

L'entrée des impulsions positives se fait sur le picot 3 à travers R_1. Détail intéressant, entre les picots 1 et 2, existe un étage inverseur, permettant l'emploi du circuit avec des impulsions négatives : Dans ce cas, relier 2 et 3 et attaquer en 1.

Un condensateur au tantale de 1 μF est branché entre les pôles du moteur pour réduire les parasites. Idéalement il faudrait un modèle non polarisé, rare et cher. Pratiquement, un modèle au tantale, isolé à 35 V, fuit très peu sous les 3 V inverses du moteur et ne présente pas d'inconvénients décelable.

Valeur des éléments invariables :		
$R_1 = 27$ kΩ	$C_1 = 33$ à 47 μF	perle tantale 6 V
$R_2 = 100\ \Omega$	$C_3 = 4{,}7$ nF	GFO 12 V
$R_6 = 100\ \Omega$	$C_4 = 2{,}2\ \mu F$	perle tantale 25 V
$R_8 = 33$ kΩ	$C_5 = 1\ \mu F$	perle tantale 35 V
$R_9 = 33$ kΩ	$C_6 = 2{,}2f4wF$	perle tantale 25 V

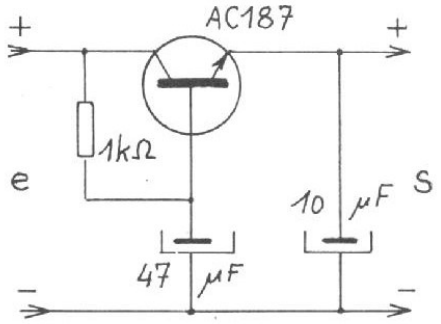


Fig. 14. – Cellule de filtrage électronique.

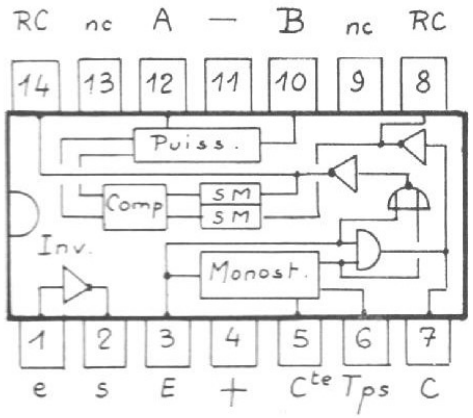


Fig. 16. – Le SN28654N.

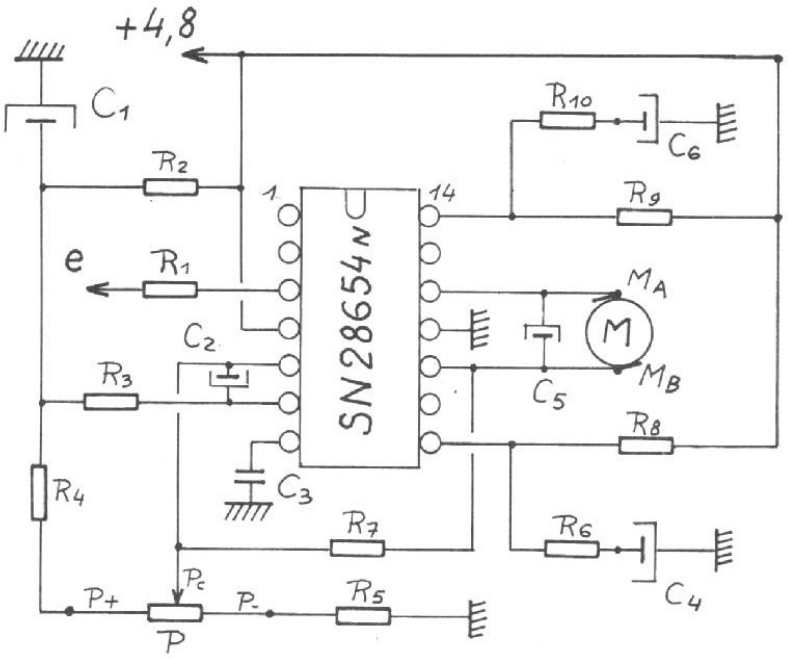


Fig. 15. – Schéma de l'ampli à SN28654N.

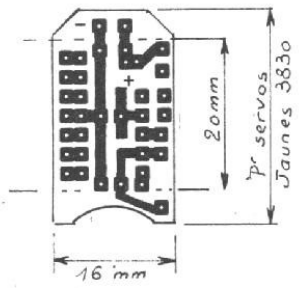


Fig. 17. – CI « universel » adapté au SN 28654N de Texas-I.

Le condensateur C_2 de 0,47 ou de 0,56 μF est un tantale tubulaire 10 %.

b) **Le CI.** Voir figure 17. En époxy de 8/10, simple face.

Le même CI est utilisé dans toutes les mécaniques :

— Pour le 3830, on le garde exactement comme il est dessiné.

— Pour les autres, le couper à 20 mm de longueur, « suivant les pointillés ». Il est inutile de faire remarquer la simplicité du tracé !

Certains trous sont à percer à 8/10, d'autres à 10/10, car ils doivent permettre la traversée simultanée de 2 ou 3 conducteurs. Les réalisateurs découvriront cela en étudiant sérieusement la réalisation. Une solution simple et possible : tout percer à 10/10.

c) **Le montage.**

Le montage doit se faire en deux phases illustrées par la figure 18. Des différences apparaissent selon qu'il s'agit du montage pour le 3830 ou du montage 16 x 20 mm.

— Phase 1 :

Dans tous les cas, les résistances R_2, R_6, R_{10} de 100 Ω, R_8, R_9 de 33 kΩ, R_3 de 8 200 Ω (ou de 10 kΩ) sont des modèles 1/8 ou 1/16 W, d'un diamètre de 1,5 mm et d'une longueur de corps de 5 mm. Ces résistances sont soudées à plat et seront SOUS le circuit intégré. Les disposer selon la figure 18 A. Voir également la photo. Attention de bien isoler le fil de la 8200 Ω et veiller à ce que les pilotes du SN ne viennent pas toucher cet isolant : ce dernier pourrait fondre lors de leur soudure. Pose des 6 résistances effectuée, les vérifier à l'hommètre.

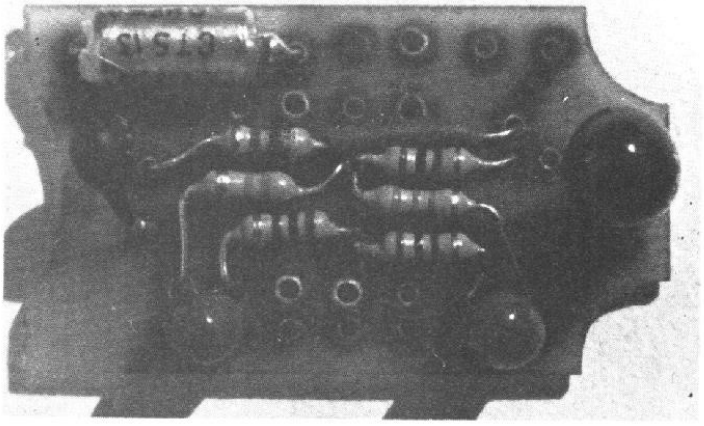


Photo 1. – La réalisation du montage doit commencer par la pose des résistances subminiatures.

— Préparation du SN 28 654 N :

Supprimer les picots 1, 2, 9 et 13. Pour cela, à l'aide de brucelles, rabattre en sens contraire du pliage, balancer : le picot se casse au ras du boîtier. Eviter de vous tromper de picot !

— Phase 2 :

Après avoir immobilisé les 6 résistances au vernis ou à l'araldite, placer le circuit intégré, puis au fur et à mesure les composants périphériques.

— Différences entre les deux versions :

Le condensateur C_2 est soudé à plat avec le 3830, debout avec le CI 16 x 20.

— Le condensateur C_1 est soudé en bout de CI avec le 3830, au ras du SN avec le 16 x 20. Dans ce cas, il sera rabattu sur le SN, comme on le voit en figure 18 C. Il faut dont lui laisser des fils suffisamment longs.

— Le condensateur C_3 est toujours au même endroit.

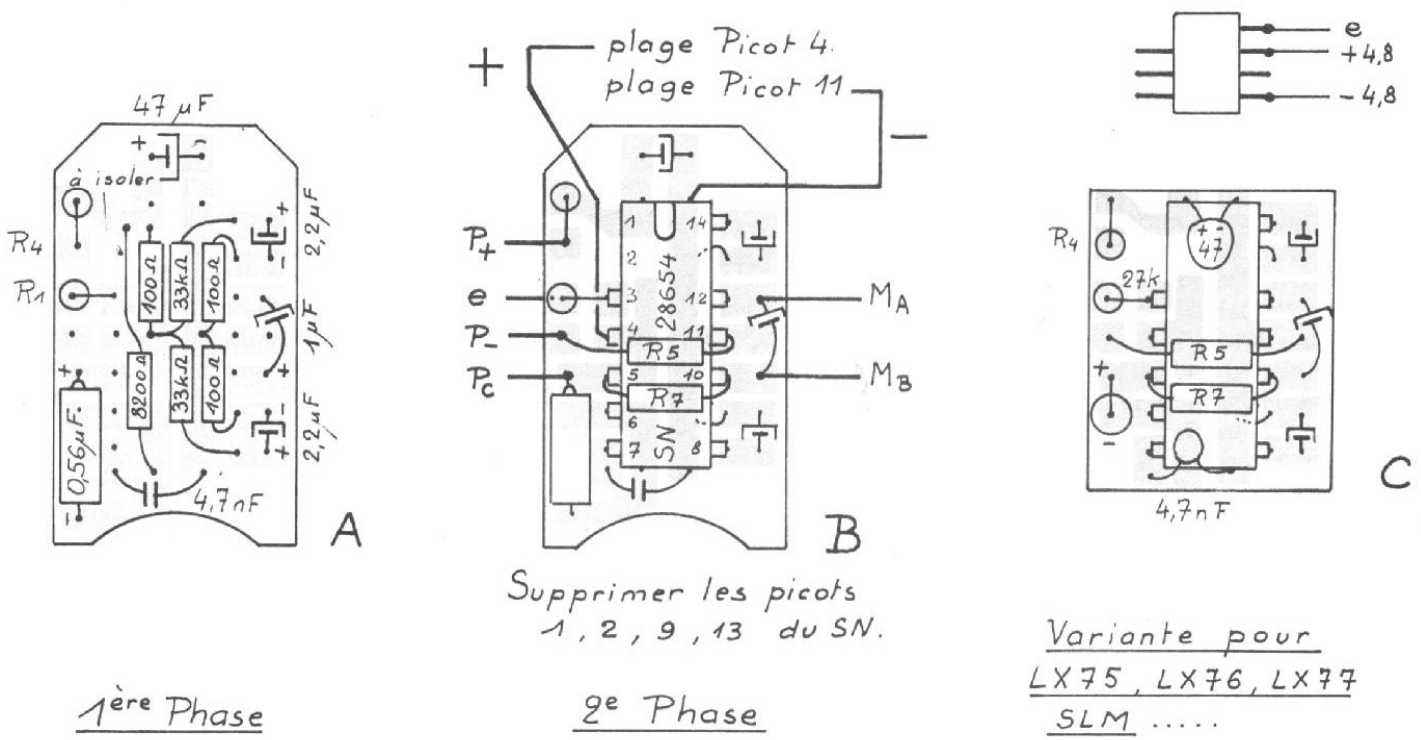


Fig. 18. – Réalisation de l'ampli de servo à SN 28654N.

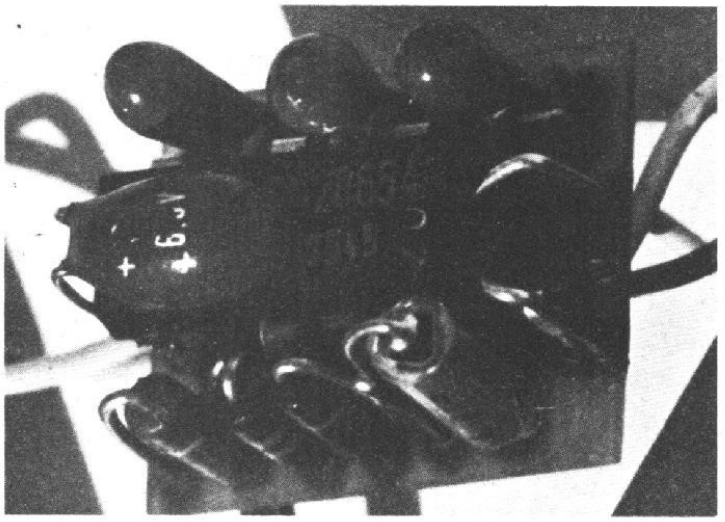


Photo 2. – Version 16 x 20 mm terminée.

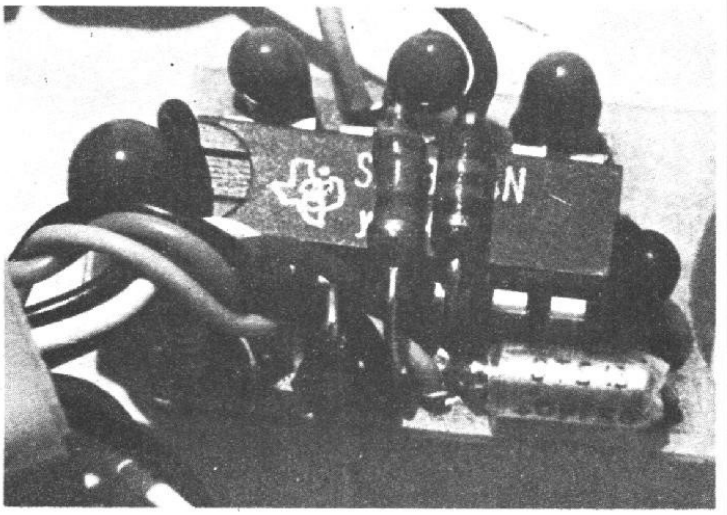


Photo 3 . – Version pour Varioprop 3830.

Debout et au plus près, avec le 3830, il est également rabattu sur le SN avec le 16 x 20.

Dans le cas du CI 16 x 20 : TOUS les fils de liaison sont soudés, côté cuivre. On peut donc souder tous les composants sans y penser. Les résistances restantes peuvent être d'un modèle 1/4 W, car il n'y a aucun problème de hauteur de la plaquette (à concurrence de 11 mm pour le petit LX 77).

Dans le cas du 3830 : Tous les fils de liaison sont soudés du côté des composants. Il faut donc y penser de suite :

Les fils du câble d'alimentation : le – dans le trou prévu pour C_1 est inutilisé. Le + sera enfilé en même temps que le picot 4 du circuit intégré et soudé avec lui. Le e sera enfilé en même temps que le corps de la 27 kΩ. L'autre fil de cette 27 kΩ enfilé avec le picot 3 du SN. Attention cette résistance ne doit pas dépasser les 7 mm disponibles au dessus du CI. Certaines 1/4 W conviennent. A défaut prendre un modèle 1/8 ou 1/16 W.

Les fils du moteur sont enfilés en même temps que les fils du condensateur de 1 µF. Les fils du potentiomètre : P_+ avec le fil de R_4 (un modèle 1/4 W convient car la résistance tombe dans le trou potentiomètre du boîtier). P_c avec le + de C_2. P_- avec le fil de R_5. Le second fil de cette résistance avec le picot 11 du SN. La résistance R_7 avec les picots 5 et 10 du SN.

En soudant toutes les pièces (sauf C_1 et R_4) se rappeler que la hauteur maximum disponible est de 7 mm au-dessus de la plaquette. C'est peu ! On s'en apercevra !

INSTALLATION

Cas du 16 x 20 : Pas de problème particulier. Faire les liaisons avec la mécanique, selon la figure 19. **Avec le LX 77,** le CI se place juste au-dessus du potentiomètre à l'emplacement prévu. Ne pas oublier de passer le câble dans le trou du fond du boîtier, avant de souder le connecteur. Les fils moteur et de câble, passent dans les angles existant entre le CI et le corps du moteur. Isoler ce dernier avec de l'adhésif, car le CI passe très près. De la mousse dans le fond du couvercle maintiendra la plaquette et ses composants. Il serait intéressant de vernir l'ensemble de la plaquette pour coller les composants et les garantir ainsi contre les vibrations. **Avec les LX 75/76,** la faible dimension de la plaquette va permettre un « emballage » parfait : nous fabriquons pour cela, dans de la mousse de caoutchouc très souple, deux demi-coquilles, aux dimensions du logement intérieur. Ces coquilles, évidées, reçoivent le CI : rien à craindre ainsi des vibrations ! **Avec le 3830,** démonter le fond du boîtier : Pour cela supprimer ou couper l'étiquette. Maintenir avec du scotch, les deux parties supérieures, pour éviter une séparation inutile et fâcheuse. Supprimer le câble d'origine : couper le serre-câble, dessouder du potentiomètre et couper les fils du condensateur de 47 nF, à 2 ou 3 mm des points de soudure. Ce condensateur est aussi supprimé. Repérer le pôle relié à la masse moteur, par une soudure à froid. Les nouveaux fils moteur seront sou-

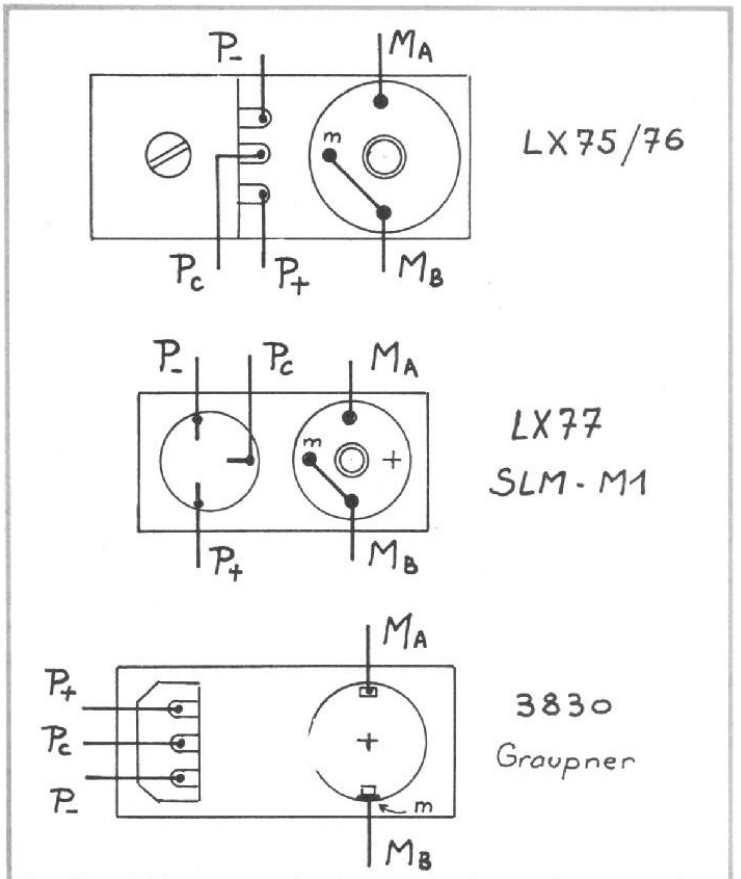


Fig. 19. – Liaisons aux mécaniques : pour inverser le sens, croiser M_A/M_B et P+/P–.

dés au bout des conducteurs restants et non directement sur le moteur, cela évitera le danger d'une fonte du porte-balais de plastique.

La plaquette se place, composants vers la mécanique proprement dite. Souder les fils du potentiomètre et très rapidement, ceux du moteur.

Les 3 fils du câble peuvent être enfilés dans l'arceau d'arrêt de câble. Ils resortent alors par le trou prévu, à travers un passe-fil et se terminent par un connecteur.

Evidemment tout cela est assez délicat et doit être formellement déconseillé aux débutants : Ce serait du massacre ! A ceux-là, nous conseillons plutôt le montage à NE 543 K, un peu plus aéré, dans une mécanique plus spacieuse, genre LX 75.

d) **Mise en service :**

La mise en service se fera au servo-test, modifié conformément à la figure 14. Il n'y a pas de mise au point à faire. Avec les valeurs préconisées, on doit obtenir la course correcte. Le neutre des LX sera retouché mécaniquement, celui des 3830 obtenu, soit à l'émission, soit par retouche de la valeur de la résistance R_4.

e) **Modification du décodeur :**

Il s'agit d'alimenter l'ensemble du décodeur et du récepteur en tension filtrée par la cellule à transistor de la figure 14.

Il n'est pas nécessaire de redessiner le CI du décodeur, mais simplement d'y pratiquer deux coupures. Voir figure 20 A.

Faire la modification de câblage, selon la figure 20 B. Le fil collecteur du AC 187, prélevant le 4,8 V d'arrivée, est à isoler soigneusement. Le + du 4015 se prend après filtrage. Un condensateur de 10 μF est ajouté entre + et –, en haut du CI. Le corps du AC 187 est bien enfoncé et appuyé contre la plaquette, pour un minimum de hauteur. Les entretoises passent de 9 à 9,5 mm.

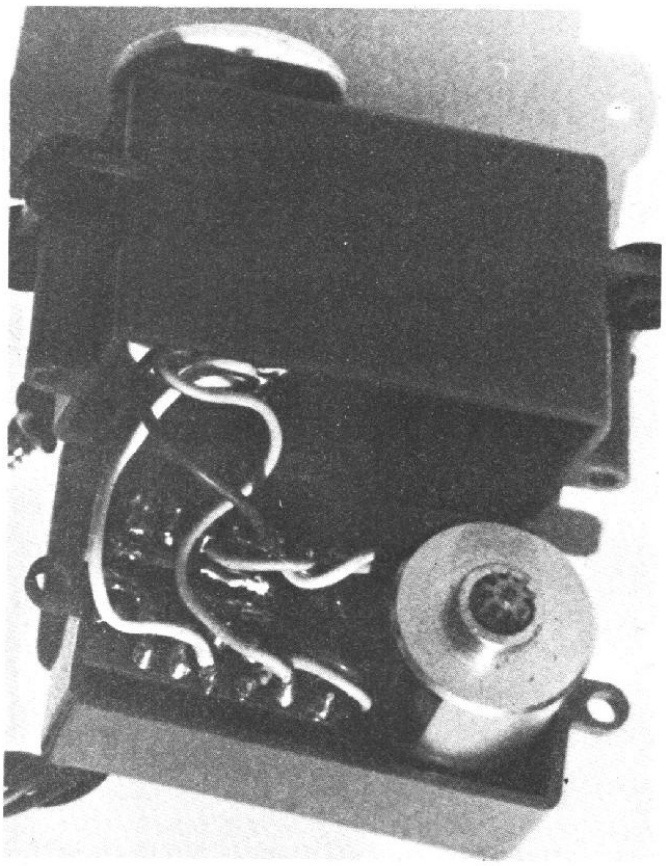


Photo 4. – Installation du CI 16 x 20 mm dans les mécaniques LX 77.

4. SERVOS « TOUT FAITS »

Si la réalisation des amplificateurs de servos vous effraie, il est possible d'acheter ces mécaniques entièrement terminées. Bien entendu le prix de revient n'est généralement pas le même. Par ailleurs, le choix du fabricant est important et doit tenir compte du rapport qualité-prix.

Nos essais nous ont conduit à retenir finalement les servos Futaba, soit S6, soit S7. Ces servos ont les caractéristiques suivantes :

— Rotatifs.
— Jeu à la sortie rigoureusement nul.
— Très grande précision.
— S6 : 52 x 45 x 20 mm. Couple : 2 kg/cm
— S7 : 60 x 47 x 23 mm. Couple : 3 kg/cm.
— Neutre à 1,35 ms. Ce point est un peu gênant, puisque l'interchangeabilité avec les amplificateurs décrits précédemment n'est pas assurée. Mais il suffira de ne pas mélanger les uns avec les autres. Un calage différent du codeur est nécessaire. Pour le codeur à circuit intégré, si le calage initial a été fait à 1,7 ms, il suffit de ramener le curseur de P_c vers la gauche pour avoir les temps corrects. Une course suffisante est obtenue pour une variation de 0,95 ms à 1,8 ms.
— Une prise surmoulée spéciale est en bout de câble. Elle ne s'adapte pas aux connecteurs SLM montés sur le décodeur. Deux solutions sont possibles : soit couper le câble au ras de la prise surmoulée et souder un connecteur SLM 4 broches, mâle ; soit demander une rallonge de servo, la couper en deux et la munir du même connecteur. Dans les deux cas, le code est le suivant : + rouge, – noir, e blanc.

Les amateurs n'hésitant pas à ouvrir le servo, pourront très facilement recoler le neutre à 1,65 ms en débloquant la piste du potentiomètre et en la faisant tourner sur elle-même. L'opération ne dure que quelques secondes.

Pour terminer sur ce sujet, nous signalons que les S6 et S7 sont distribués par Model-Service à un prix ne dépassant pas celui d'un kit concurrent ! Nous communiquerons les coordonnées de ce point de vente à ceux qui nous en feront la demande. (Joindre une enveloppe timbrée et self-adressée).

DERNIER RÉGLAGE

Le fonctionnement global étant satisfaisant, il faut procéder au réglage fin définitif du récepteur.

Charger les batteries, mais les laisser reposer quelques heures pour éviter la pointe de tension, en fin de charge. Mettre l'ensemble sous tension pendant une demi-heure, avant de régler.

Pour le réglage du R_x, se reporter au chapitre correspondant et observer scrupuleusement les indications, surtout en FM. Les FI se règlent boîtier ouvert, mais les bobinages HF, se règlent boîtier fermé, avec un tournevis isolant et SANS TOUCHER l'ensemble de réception.

Réglage terminé, on pourra procéder à un essai de portée.

En FM, cette portée est sensationnelle, aussi bien en 27 qu'en 72 MHz. Nous avons obtenu, dans les deux cas, **1 200 à 1 300 m AU SOL.** Pour cet essai, le récepteur fixé sur une planchette, avec deux servos, antenne à 30° par rapport à l'horizontale, le tout, posé par terre. L'émetteur, tenu normalement, avec l'antenne bien verticale.

A cette distance (terrain plat, parfaitement dégagé) le fonctionnement est encore impeccable, pratiquement sans perturbation par le souffle.

En AM 72 MHz, on atteint 800 m, dans les mêmes conditions. En AM 27 MHz, le fonctionnement est assuré jusque 600 m.

Dans tous les cas, les effets de la saturation sont quasi nuls, à proximité immédiate.

L'autonomie de tous les ensembles dépasse 6 heures avec des 500 mAh à l'émission. (250 mAh en 27 MHz 350 mW).

Pour la réception, nous conseillons des éléments VR 0,5, format R6 (500 mAh). Nous assemblons ces éléments, à plat, ce qui donne une batterie mesurant 56 x 50 x 15 mm, très facile à placer, soit contre le maître-couple, soit sous le réservoir.

Lors de l'installation dans la cellule, se rappeler que le point essentiel est la protection du récepteur contre les vibrations. Il faut au minimum 10 mm de mousse très souple et NON COMPRIMÉE, tout autour du Rx. (voir fig. 21). Si vous ne respectez pas cette condition, vous aurez des ennuis à coup sûr ! Peut-être pas tout de suite, mais à plus longue échéance, lorsque les vibrations auront mené à bien (si l'on peut dire...) leur insidieux travail de déréglage ou de rupture de connexion.

Nous sommes persuadés que la majorité des modélistes ayant des ennuis les doivent à une installation trop raide de leur récepteur !

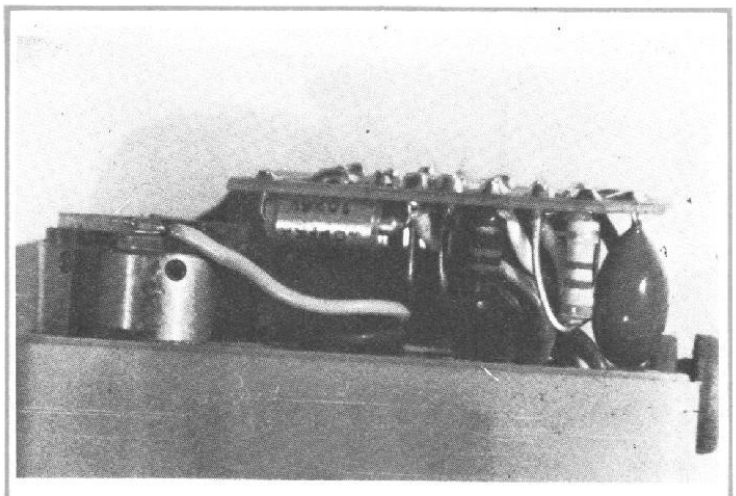


Photo 5. – Installation du CI dans les mécaniques 3830. Tous les fils sont du côté des composants.

Enfin, attacher au montage des gouvernes et des servos, tout le temps et le soin nécessaires pour avoir un résultat proche de la perfection : c'est-à-dire des commandes sans jeu, précises, mais sans le moindre point dur. Pour cela encore, trop de modélistes sont négligents et se contentent de bricolages indignes et dangereux ! Ne faites pas comme eux, soyez sérieux et vous verrez beaucoup de vos ennuis disparaître, comme par enchantement !

Voilà donc terminée cette longue description de l'ensemble TF6/76. Comme toujours, nous avons essayé de vous donner le maximum d'indications pratiques pour la bonne exécution du travail, nous avons fourni un maximum d'explications théoriques pour aider à la compréhension des circuits et à leur mise au point ou dépannage éventuel.

Des erreurs ont pu se glisser dans les textes ou figures, erreurs imputables parfois à l'auteur, parfois à la rédaction, parfois à l'imprimeur. Nous prions les lecteurs de nous en excuser et nous les assurons à nouveau que ces erreurs ne sont jamais volontaires.

Un errata concernant les numéros 1530 et 1548 inclus est donné ci-dessous, pour les erreurs décelées. Un errata complémentaire sera éventuellement publié, si cela est nécessaire.

Nous restons à la disposition des lecteurs pour tout renseignement complémentaire. (Ne pas oublier une enveloppe timbrée et self-adressée).

Par contre, nous ne pourrons pas donner suite aux demandes de dépannage ou de mise au point. Chacun le comprendra, s'il possède un minimum de bon sens !

Enfin nous espérons, ... un peu, recevoir des nouvelles de ceux qui auront mené la réalisation à bien et en seront satisfaits. Nous accueillerons avec plaisir les critiques constructives et en feront bénéficier les lecteurs, si cela le mérite !

Mais en attendant... au travail, puis... bons vols !!

Francis THOBOIS

ERRATA

Article TF6/76, Numéros 1530, 1535, 1539, 1544 et 1548

N° 1530 :
p. 344, 2e col : lire ± 75 kHz et non ± 75 MHz.

N° 1535 :
p. 259, fig. 11 : lire 150° et non 120°.
p. 264, fig. 26 : T_9 a 2 bases. Rectifier ainsi : — à gauche, l'émetteur. — à droite, la base.
P. 265, 4e col : Chocs. Lire fil de 15/100 et non 15/10.
p. 265, 2e col : L_1 a 9 spires, L_2 a 5 spires et L_3 a 9 spires.

(suite page 262)

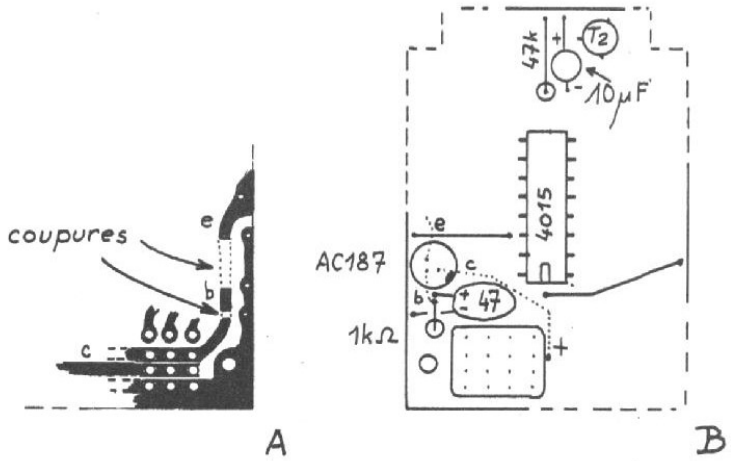


Fig. 20. – Adjonction du filtrage électronique sur le CI décodeur.

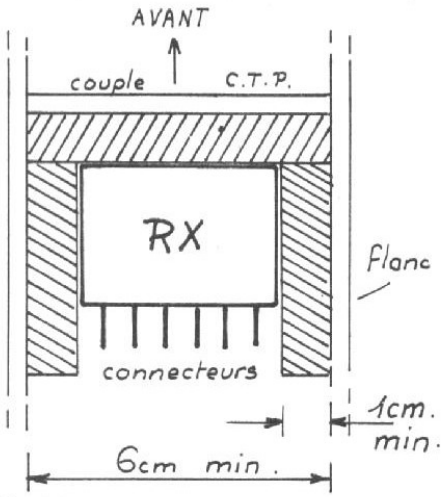
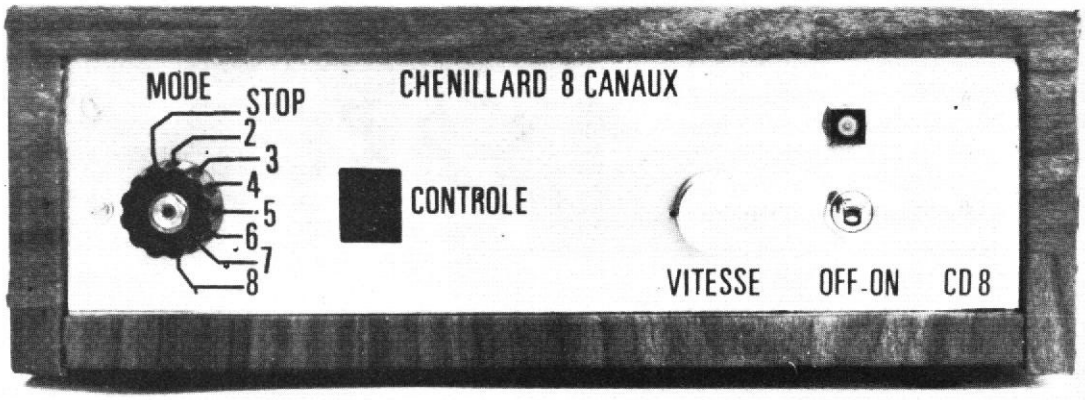


Fig. 21. – Protection du R_x contre les vibrations.

un chenillard à 8 canaux

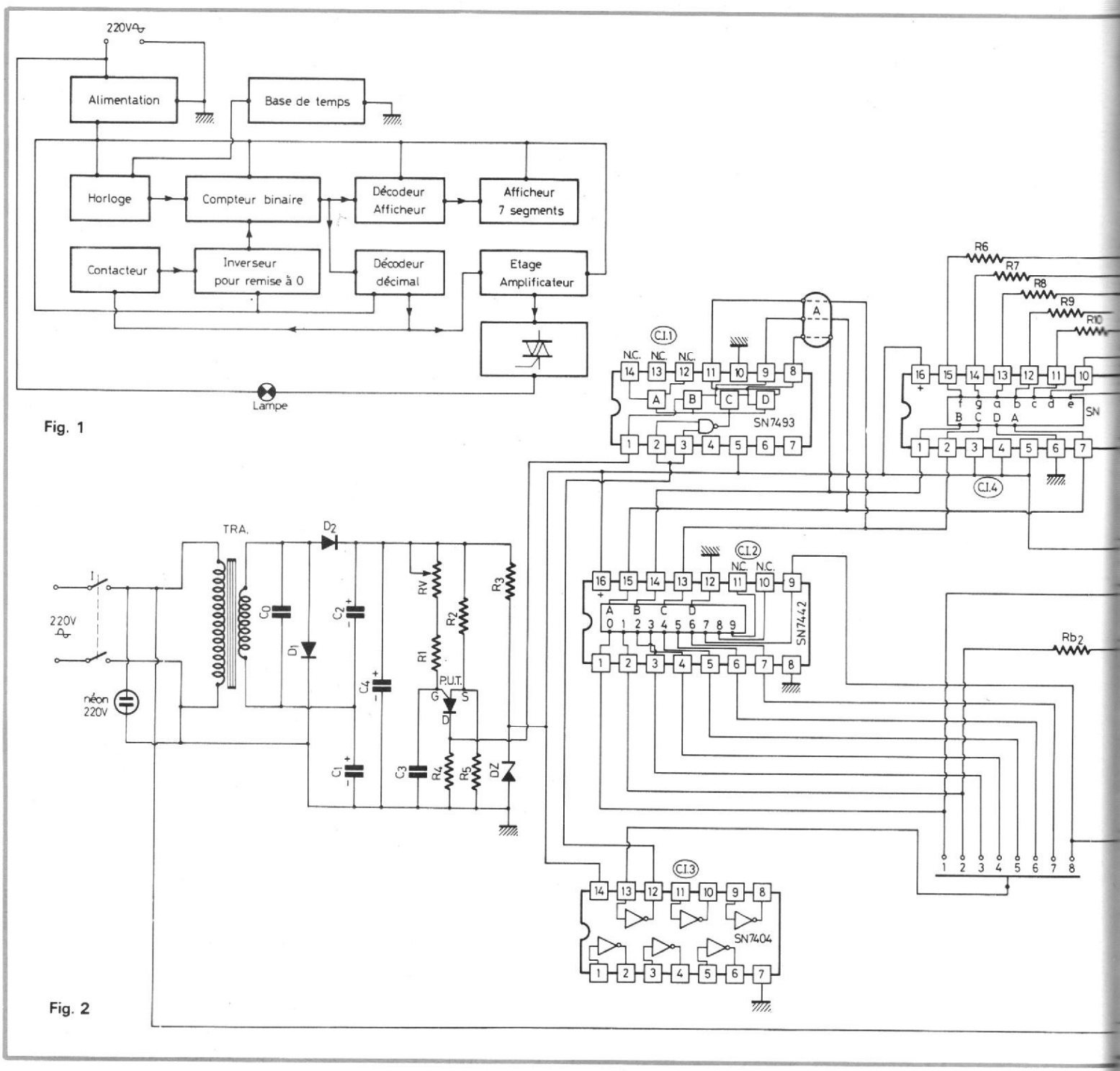


commutables de 0 à 8

De nombreuses personnes et plus particulièrement les jeunes se passionnent, de plus en plus, pour les accompagnements lumineux destinés à recréer, chez eux, l'ambiance de certains night-clubs. Les jeux de lumière les plus courants sont les psychédéliques, les gradateurs, les stroboscopes... et les chenillards. Nous vous présentons donc dans l'étude qui suit un chenillard à 8 canaux. Ce chiffre de 8 canaux n'est pas un hasard. Il eût été aussi facile de réaliser un chenillard ne possédant que 4 canaux aussi bien que 16. Nous avons jugé que 4 canaux ne suffisaient pas pour créer un effet spectaculaire et que 16 canaux devenaient trop onéreux en raison de l'achat des 16 transistors et des 16 triacs qu'aurait nécessité l'allumage des 16 lampes. De plus 8 canaux permettent le branchement de 2 rampes de 4 spots. Néanmoins beaucoup de personnes ne possèdent pas chez elles deux rampes de 4 spots aussi par l'adjonction d'un contacteur, situé sur le panneau frontal de l'appareil, il est très facile, par une simple rotation de ce contacteur de transformer ce chenillard en 7, 6, 5, 4, 3 ou 2 canaux et même de permettre l'arrêt du cycle sur le premier spot. Il est aussi possible d'ajouter d'autres fonctions à cet appareil. Nous vous les énumérerons au cours de l'étude qui suit.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe de fonctionnement vous est donné par le tableau synoptique de la figure 1. Cet appareil comprend une alimentation commune pour l'ensemble des différents étages. Une horloge sert à fournir les impulsions nécessaires au fonctionnement d'un compteur binaire. Les informations débitées ne sont pas directement utilisables ce qui nécessite l'utilisation d'un décodeur décimal. Parallèlement un autre décodeur permettra l'allumage d'un afficheur 7 segments à anodes communes. En sortie du décodeur décimal on trouve d'une part un contacteur suivi d'un circuit inverseur qui permettent la remise à zéro et de ce fait la commutation de l'appareil sur le nombre de canaux désiré et d'autre part un étage amplificateur à transistor qui permet le déclenchement d'un triac assurant l'allumage des lampes.



ETUDE TECHNIQUE

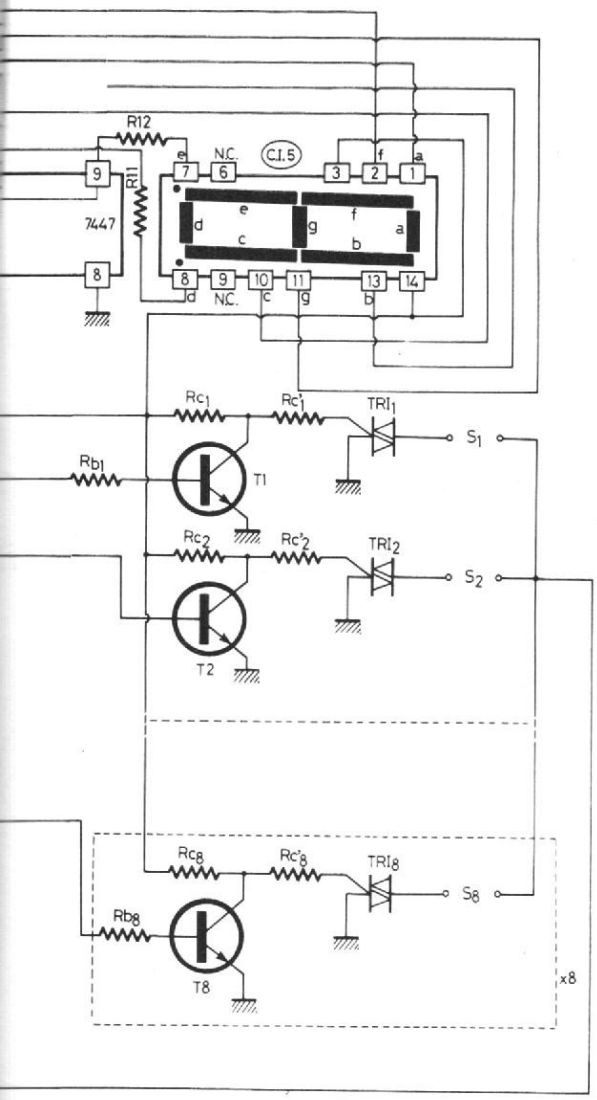
Le plan schématique de l'appareil vous est donné à la figure 2.

a) L'alimentation :

L'alimentation de l'appareil se fait à partir d'un secteur de 220 V. Cette tension de 220 V est ramenée à 6 V par l'intermédiaire d'un transformateur. Deux diodes 1N 4004 sont ensuite utilisées en doubleur de tension afin d'obtenir une tension de 15 V nécessaire pour l'alimentation des transistors de l'étage amplificateur. D'autre part les circuits intégrés logiques que nous utilisons nécessitent une alimentation de 5 V. Cette tension est obtenue à l'aide d'une résistance chutrice R_{ch} de 47 Ω et d'une diode zéner 5,1 V – 1/2 W qui permet aussi de stabiliser notre alimentation. L'alimentation est filtrée par deux condensateurs C_1 et C_2 de 400 μF/16 V.

b) Le générateur d'impulsions :

Cet étage est composé d'un transistor P.U.T. : 2N 6027 (programmable, unijonction Transistor). La tension venant de la base de temps est appliquée à la source de ce transistor. La gate est à un potentiel de 9 V de façon qu'il déclenche pour une tension de 9 V sur la source. Pour obtenir cette tension de 9 V, nous emploierons, sur la gate, un pont diviseur de tension de rapport 1/2 soit deux résistances de valeur égale, toutes deux de 1 kΩ. Le drain de ce transistor est relié à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de 100 Ω. C'est sur le drain que nous prélèverons les impulsions.



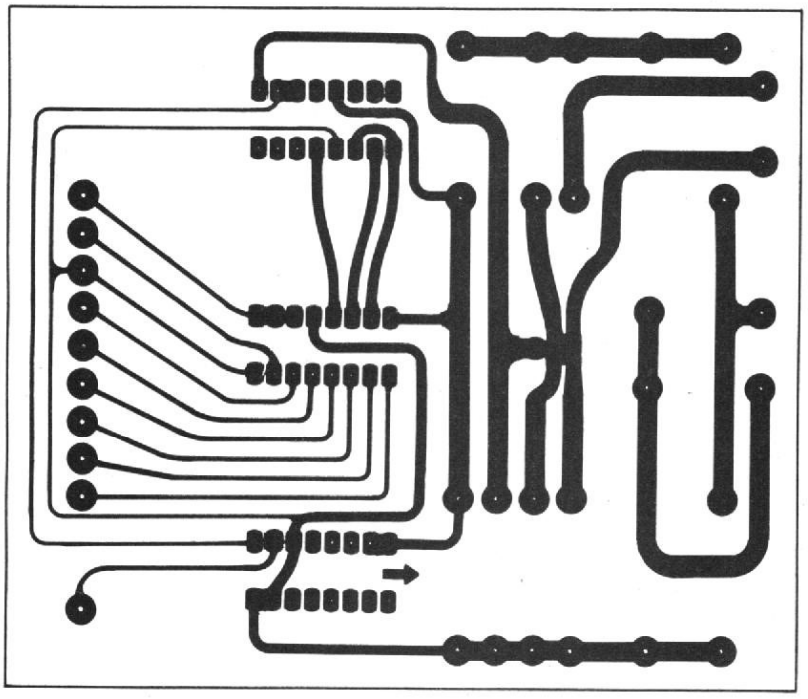
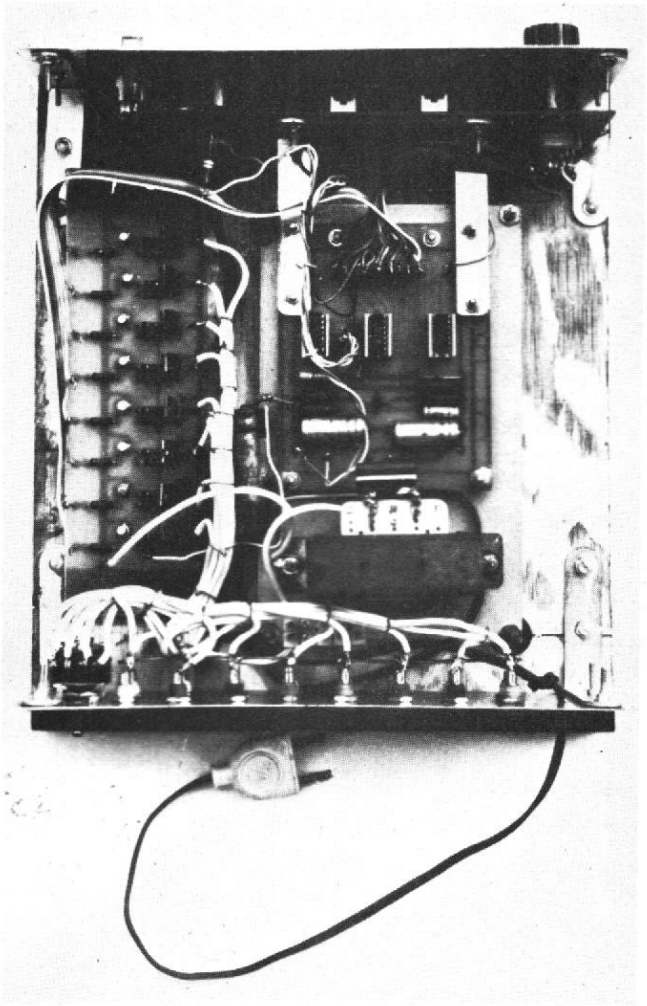


Fig. 3a



c) Le compteur binaire (SN 7493) :

Le compteur binaire utilisé se présente sous forme d'un circuit intégré contenant 4 JK. Nous pouvons utiliser ce compteur 4 bits en 3 bits en déconnectant la bascule A. Il ne nous reste alors que les sorties B C D qui nous donnent les divisions par 2, 4 et 8. Les impulsions sont alors appliquées en B. Les sorties B C et D deviennent respectivement A, B et C.

La table de vérité des sorties de ce compteur est la suivante :

impulsions	Q_A	Q_B	Q_C
1e	0	0	0
2e	1	0	0
3e	0	1	0
4e	1	1	0
5e	0	0	1
6e	1	0	1
7e	0	1	1
8e	1	1	1

Les informations obtenues en sortie de compteur ne sont pas directement utilisables, il va donc falloir les décoder.

d) Le décodeur décimal :

Le décodeur décimal utilisé est le SN 7442 qui s'alimente lui aussi sous 5 V.

Ce circuit intégré comporte 4 entrées A, B, C, D et 10 sorties numérotées de 0 à 9.

Du fait que nous avons supprimé une bascule sur le compteur binaire nous ne disposons que de 3 informations A, B, C. L'information D ne sert qu'à franchir les pas de 10 à 15 et de ce fait ne nous intéresse pas puisque nous nous sommes limité dès le début au pas 7. Nous connecterons donc l'entrée D à la masse de façon à conserver l'état 0 sur cette entrée.

La table de vérité de ce circuit décodeur est la suivante :

	A	B	C	D	S_o	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
Pas 0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
Pas 1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
Pas 2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
Pas 3	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
Pas 4	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
Pas 5	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
Pas 6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
Pas 7	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0

Nous pouvons dès à présent apporter une petite modification à cet appareil par l'adjonction d'un circuit intégré inverseur du type SN 7404 alimenté sous 5 V.

Ce circuit intégré comporte 6 inverseurs. Utilisons 3 inverseurs pour modifier les informations A, B et C du compteur binaire.

L'inversion se fait d'après la table suivante :

SN 7404 :	A	QA
	0	1
	1	0

La nouvelle table de vérité du décodeur serait la suivante :

Pas	A	B	C	D	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
Pas 0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0
Pas 1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
Pas 2	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
Pas 3	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
Pas 4	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
Pas 5	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
Pas 6	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
Pas 7	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1

Nous constatons donc qu'en ajoutant 3 inverseurs il est possible de faire décompter le chenillard qui est initialement prévu pour compter. De plus, cette modification ne vous coûtera rien puisque nous employons déjà dans cet appareil 1 circuit SN 7404 et que nous n'utilisons qu'un inverseur. Il en restera donc 5 ce qui est largement suffisant. Vous pourrez aussi ajouter sur le panneau avant 1 inverseur tripolaire de façon à faire fonctionner le chenillard tantôt en compteur, tantôt en décompteur ce qui aura pour résultat final d'inverser le sens de défilement de l'allumage des lampes.

e) L'étage amplificateur :

Cet étage amplificateur est avant tout un étage inverseur d'information, en sortie du décodeur décimal. Cet étage est très simple puisqu'il s'agit d'un transistor monté en émetteur commun fonctionnant en blocking.

Il est absolument nécessaire d'utiliser ce transistor pour commander le triac car le décodeur SN 7442 n'est pas assez puissant pour remplir cette fonction directement. En sortie du décodeur décimal nous avions une extinction qui se déplaçait, nous avons maintenant un allumage.

Si vous désirez faire courir une extinction le long de vos rampes plutôt qu'un allumage, vous pouvez facilement le faire en ajoutant un circuit inverseur entre le décodeur décimal et l'étage amplificateur, mais cette solution est néanmoins à déconseiller car vous auriez alors 7 spots allumés en permanence ce qui aurait pour principal inconvénient d'augmenter votre consommation d'électricité ce qui n'est pas avantageux vu les récentes augmentations de l'E.D.F.

f) La remise à zéro du compteur binaire :

Le compteur binaire utilisé (SN 7493) est muni de deux broches R_o (1) et R_o (2) destinées à la remise à zéro du comtpeur. C'est grâce à ces deux broches (N° 2 et 3 du circuit intégré) que nous allons faire varier le nombre de canaux de ce chenillard.

La remise à zéro est commune aux 4 JK et se fait de la façon suivante :

$R_o(1)$ et $R_o(2)$ en 1

ABCD → 0

$R_o(1)$ OU (ET)* $R_o(2)$ en 0

comptage

* OU (ET) signifie qu'il s'agit d'un OU non exclusif.

Pour que la remise à zéro soit automatique nous allons nous servir des informations issues du décodeur décimal. Prenons un exemple :

Nous désirons faire fonctionner le chenillard sur 4 canaux donc lui faire franchir les pas 0, 1, 2 et 3. Nous allons donc utiliser la sortie S_4 pour la remise à zéro.

Pas	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
Pas 0	1	0	0	0	0	0	0	0
Pas 1	0	1	0	0	0	0	0	0
Pas 2	0	0	1	0	0	0	0	0
Pas 3	0	0	0	1	0	0	0	0
Pas 4	0	0	0	0	1	0	0	0
Pas 5	0	0	0	0	0	1	0	0
Pas 6	0	0	0	0	0	0	1	0
Pas 7	0	0	0	0	0	0	0	1

Mais lorsque le chenillard franchit les pas 0,1, 2 et 3, la sortie 4 est toujours au niveau 1 (confère table de vérité du circuit décodeur décimal) et de ce fait le compteur est inhibé. Nous allons donc inverser cette information à l'aide d'un SN 7404. La sortie 4 est donc au niveau 0 et le compteur fonctionne. Il franchit les pas 0, 1, 2 et 3. Lorsqu'il passe au pas 4 le niveau qui était alors 0 devient 1 et le compteur passe instantanément au pas 0 et le pas 4 retombe au niveau 0 et le cycle recommence. Un contacteur 8 positions, 1 circuit, 1 galette nous permettent de commuter le pas désiré pour la remise à zéro et de choisir ainsi le nombre de canaux souhaités. Un seul inverseur parmi les 6 du SN 7404 sera utilisé. Il sera utilisé en sortie du contacteur. Il eût été possible d'utiliser un transistor monté en blocking pour effectuer cette inversion mais le prix de revient eût été sen-

siblement le même le SN 7404 ne coûtant que 3 F. D'autre part le SN 7404 est plus compatible avec le SN 7493 pour ce genre d'opération.

g) L'afficheur 7 segments :

Il est d'usage de monter sur le panneau avant des voyants qui clignotent en même temps que les lampes. Pour varier un peu nous avons décidé d'utiliser un afficheur à 7 segments. Le prix de revient de l'afficheur et de son décodeur étant sensiblement le même que celui des 8 voyants qui auraient été nécessaires. Vous pouvez aussi, soit remplacer l'afficheur par des voyants, soit mettre les deux ; on branchera alors les voyants en parallèle sur les lampes.

Le décodeur utilisé est du type SN 7447. Il permet à partir des informations du compteur binaire d'allumer les différents segments de l'afficheur afin de former des chiffres qui changent à chaque impulsion que reçoit le compteur binaire.

RÉALISATION PRATIQUE

a) Réalisation des circuits imprimés :

L'appareil se compose de 3 circuits imprimés.

Le premier supporte l'alimentation, l'horloge, le compteur, le décodeur décimal et l'inverseur pour la remise à zéro.

Le second supporte les transistors et les triacs nécessaires au déclenchement des lampes.

Ces trois circuits sont réalisés sur verre Epoxy qui offre de meilleures propriétés tant mécaniques, qu'électriques.

Les plans de ces trois circuits vous sont proposés à la figure 3 (a, b et c). Ils vous sont donnés à l'échelle 1 et sont vus côté cuivre.

La table de vérité du circuit SN 7447 est la suivante :

Pas	A	B	C	D	a	b	c	d	e	f	g
Pas 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Pas 1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1
Pas 2	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0
Pas 3	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
Pas 4	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0
Pas 5	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
Pas 6	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
Pas 7	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1

Il ne faut surtout pas oublier de relier l'entrée D de ce circuit à la masse.

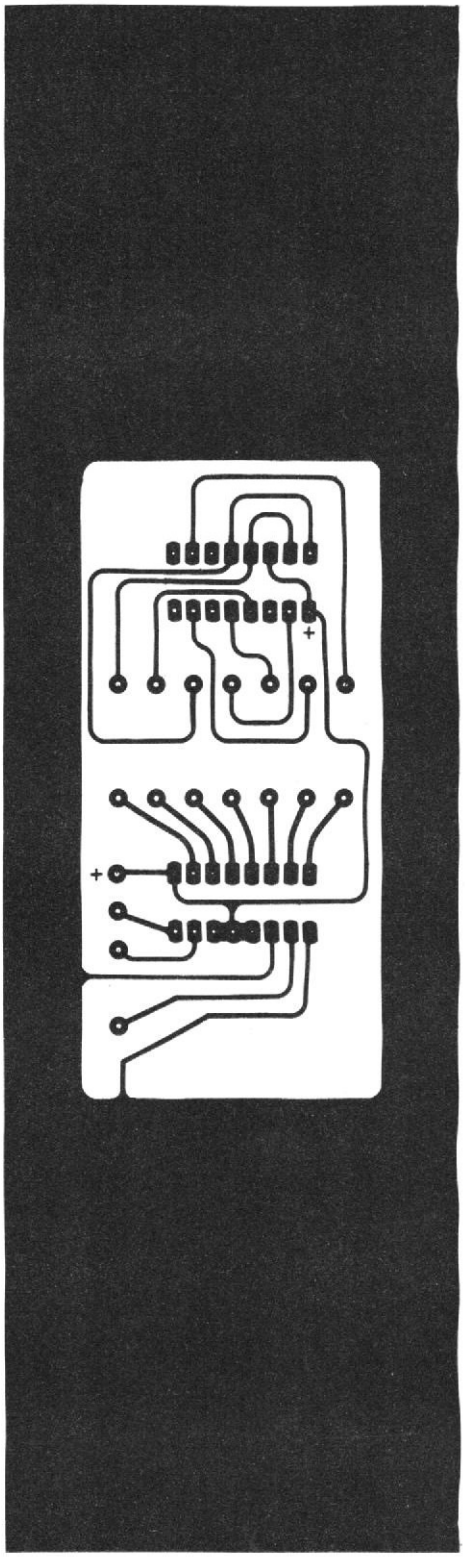


Fig. 3b

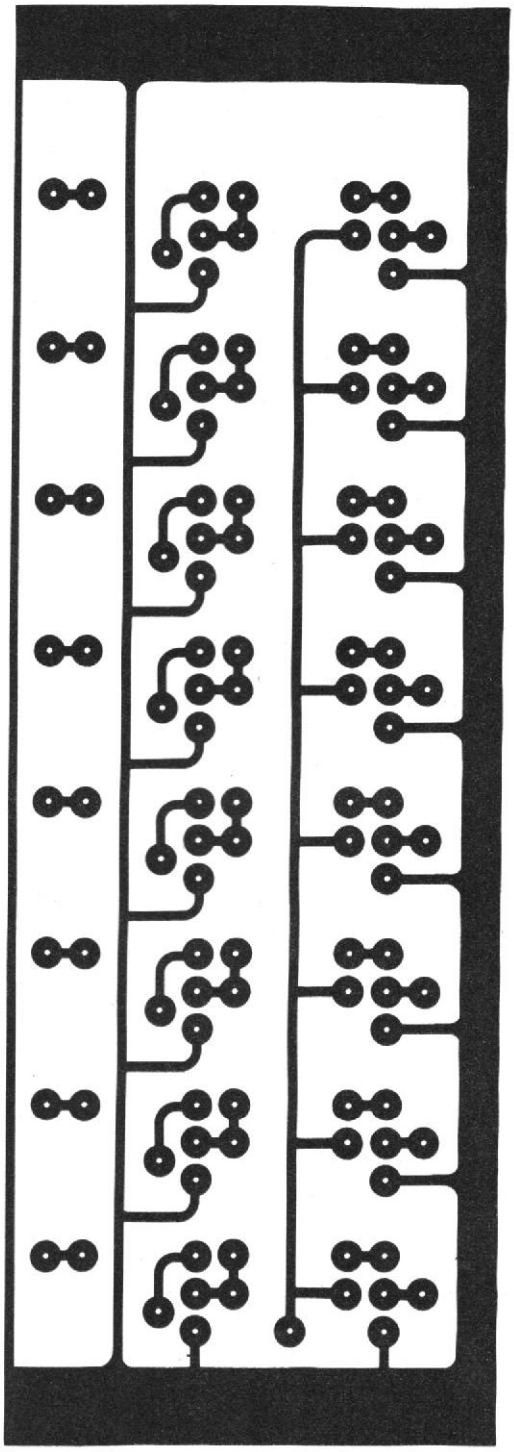
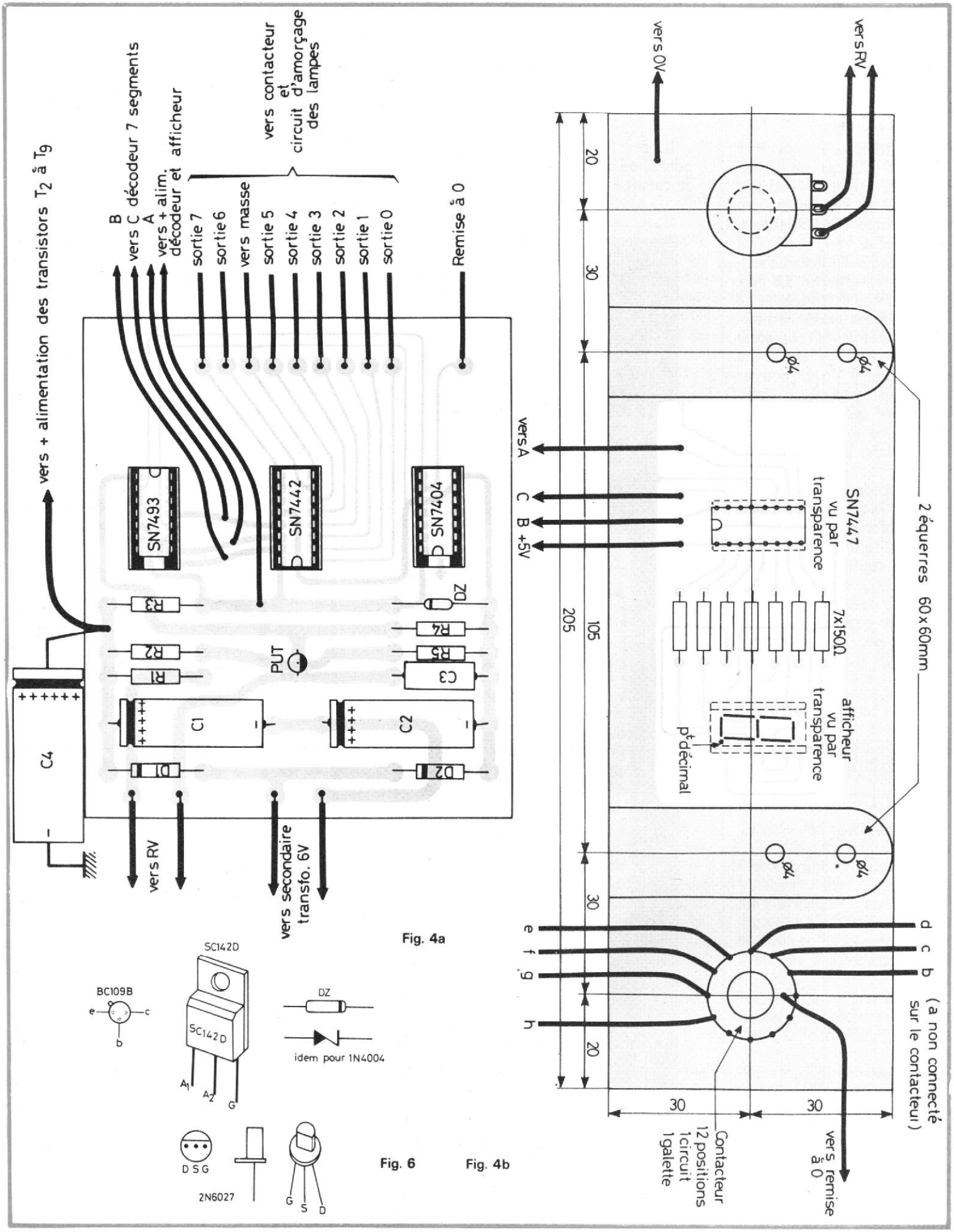


Fig. 3c


vers + alimentation des transistors T2 à T9
B
vers C décodeur 7 segments
A
vers + alim. décodeur et afficheur
sortie 7
sortie 6
vers masse
sortie 5
sortie 4
sortie 3
sortie 2
sortie 1
sortie 0
vers contacteur et circuit d'amorçage des lampes
Remise à 0
SN7493
SN7442
SN7404
R3
R2
R1
PUT
R4
R5
C3
DZ
C1
C2
D1
D2
C4
vers RV
vers secondaire transfo. 6V
vers 0V
vers RV
vers A
C
B
+5V
SN7447 vu par transparence
7x150Ω
afficheur vu par transparence
pt décimal
2 équerres 60x60mm
205
105
20
30
30
20
30
30
ø4
ø4
ø4
ø4
e
f
g
h
d
c
b
(a non connecté sur le contacteur)
Contacteur 12 positions 1circuit 1galette
vers remise à 0
Fig. 4a
Fig. 4b
SC142D
BC109B
e
b
c
A1
A2
G
DZ
idem pour 1N4004
D S G
2N6027
G
S
D
Fig. 6

Les cotes de perçage sont les suivantes : Résistances, condensateurs, triacs et picots : 1,2 mm. Diodes, transistors : 0,8 mm. Circuits intégrés : 0,6 mm.

b) L'implantation des composants :

Le plan d'implantation des composants vous est donné à la figure 4 (a, b et c).

Il est recommandé d'utiliser des supports pour les circuits intégrés ainsi que pour l'afficheur numérique. Cependant si vous désirez souder directement les circuits intégrés sans support, nous vous rappelons que pour une température maximum de 230 °C à 2 mm du boîtier le temps de soudure ne doit pas excéder 5 secondes.

En raison des connexions effectuées sur le circuit de la figure 3 (a) et afin d'éviter la réalisation d'un circuit imprimé double face **il est indispensable de couper les pattes 6 et 10 du circuit SN 7404** avant de l'enficher sur son support ou de le souder.

Il est recommandé de veiller à ne pas chauffer trop longtemps les différents semiconducteurs lors de leur soudure. Il est d'ailleurs recommandé de débrancher votre fer à souder pour cette opération, les courants de fuite possibles de votre fer risquant d'endommager les différentes liaisons de ces composants.

Une autre remarque est à faire. L'afficheur numérique ainsi que son décodeur seront soudés côté cuivre. Les 7 résistances chutrices de liaison entre le décodeur et l'afficheur seront soudées côté Epoxy.

L'implantation du troisième circuit ne présente aucune difficulté.

Enfin la dernière remarque concerne les deux condensateurs C_0 et C_4 de 0,1 μF et 2 200 μF. Le condensateur C_0 sera fixé directement entre les bornes 6 V du transformateur et C_4 entre le + et la masse (figure 5 ou photo).

c) Câblage inter-modules :

Le plan de câblage vous est proposé à la figure 5. Sur ce plan figurent toutes les indications nécessaires à la réalisation finale de l'appareil.

Le coffret a été réalisé en contreplaqué de 15 mm d'épaisseur. Les circuits seront donc fixés sur une planche de contreplaqué de 320 x 280 x 1,5 mm qui servira de châssis.

Les plaques d'aluminium avant et arrière sont fixées chacune à l'aide de deux équerres de 70 x 70 mm. Le circuit N° 3 lui, est fixé verticalement, à 3 cm de la façade avant, à l'aide de deux équerres de 60 x 60. Toutes les cotes de perçage sont aussi indiquées sur cette figure.

Comme nous utilisons un interrupteur unipolaire, un des fils secteur sera relié directement à une borne du primaire du transformateur et à la masse (ce qui permet, après le déclenchement des triacs, l'allumage des lampes). L'autre fil secteur passe par l'interrupteur puis se rend à l'autre borne du transformateur et aux prises de courants destinées aux lampes. Il faut ensuite relier le secondaire du transformateur au circuit 1, les sorties a, b, c, d, e, f, g, et h au contacteur et au circuit N° 3. Ne pas oublier de connecter les cosses A, B et C

NOMENCLATURE

Résistances :

R_1 : 100 kΩ 1 W 5 %
R_2 : 1 kΩ 1 W 5 %
R_3 : 47 Ω 1 W 5 %
R_4 : 100 Ω 1 W 5 %
R_5 : 1 kΩ 1 W 5 %
R_6 à R_{12} : 150 Ω 1/2 W 5 %
R_{B1} à R_{B8} : 27 kΩ 1/2 W 5 %
R_{C1} à R_{C8} : 510 Ω 1/2 W 5 %
$R_{C'1}$ à $R_{C'8}$: 27 Ω 1/2 W 5 %
R_V : 1 MΩ A

Condensateurs :

C_0 : 0,1 μF/100 V non polarisé
C_1 et C_2 : 400 μF/16 V polarisé
C_3 : 1 μF 25 V non polarisé
C_4 : 2 200 μF 63 V polarisé

Semiconducteurs :
D_1 et D_2 : 1N 4004
D_Z : Zener 5,1 V/500 mW
PUT : 2N 6027
CI_1 : SN 7493
CI_2 : SN 7442
CI_3 : SN 7404
CI_4 : SN 7447
CI_5 : Afficheur 7 segments rouges à anode commune
T_1 à T_8 : BC 109 B
TR_1 à TR_8 : SC 142 D (400 V - 6 A)

Divers :
TRA : Transformateur prim. 220 V - secondaire 6 V en 20 VA
5 supports circuits intégrés 16 broches
I : Interrupteur unipolaire
1 néon 220 V.

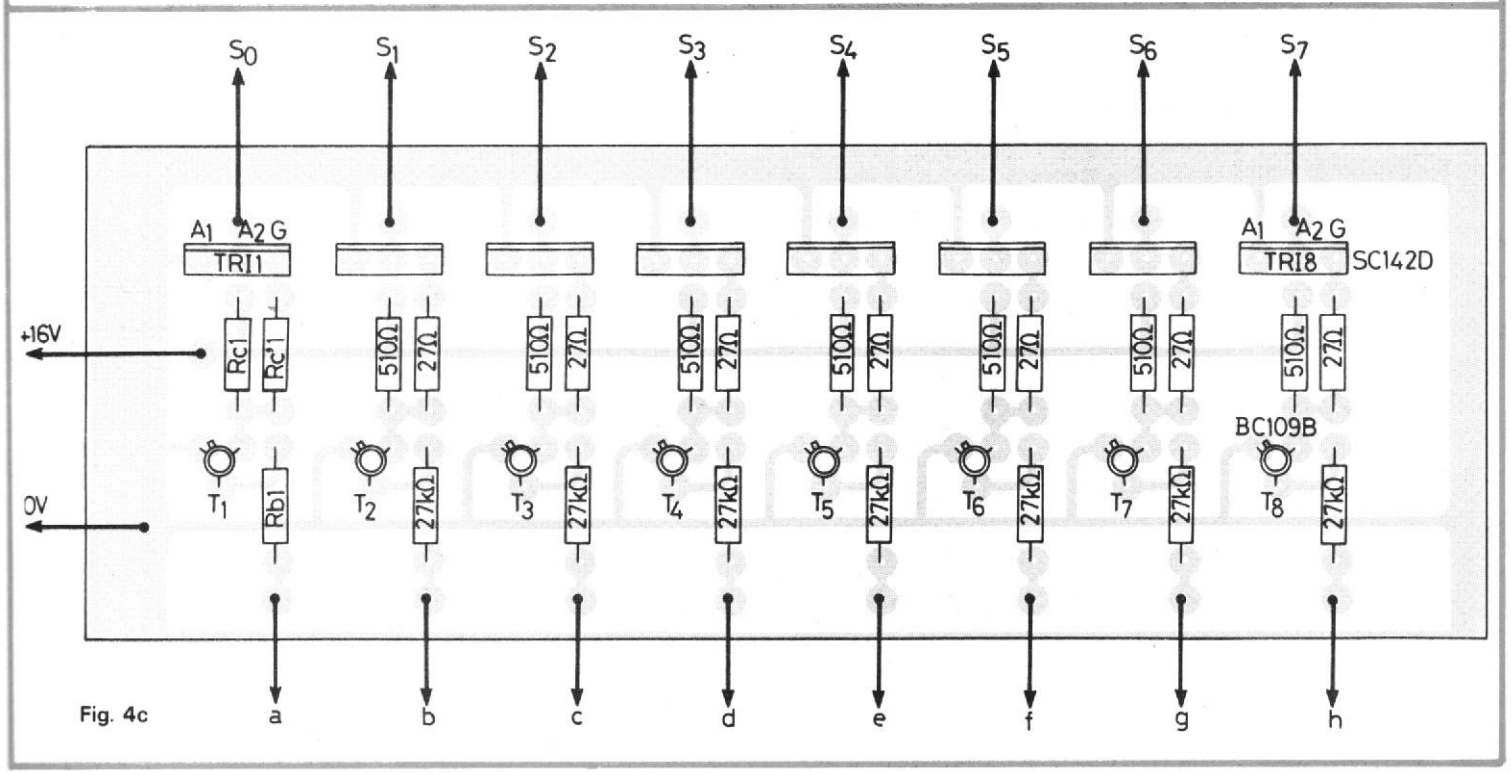


Fig. 4c

CIRCUIT 3

CIRCUIT 1

Transformateur

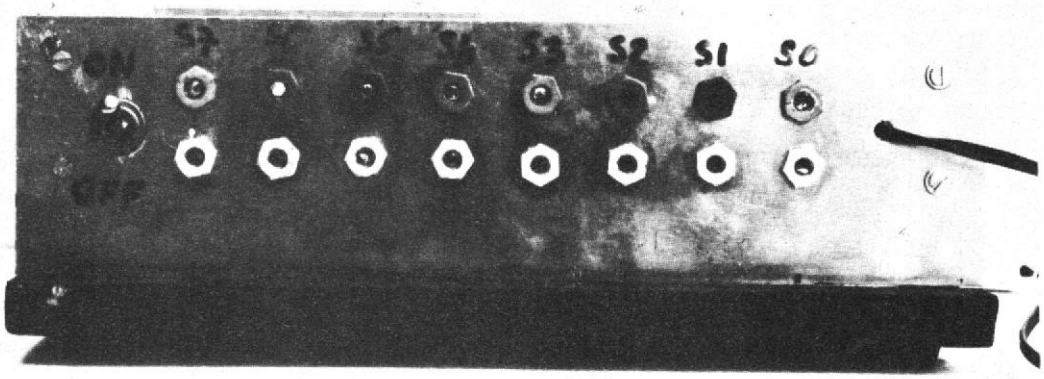
2 200µF
63V

0,1µF

17xø9mm

passe fil

vers secteur
220V



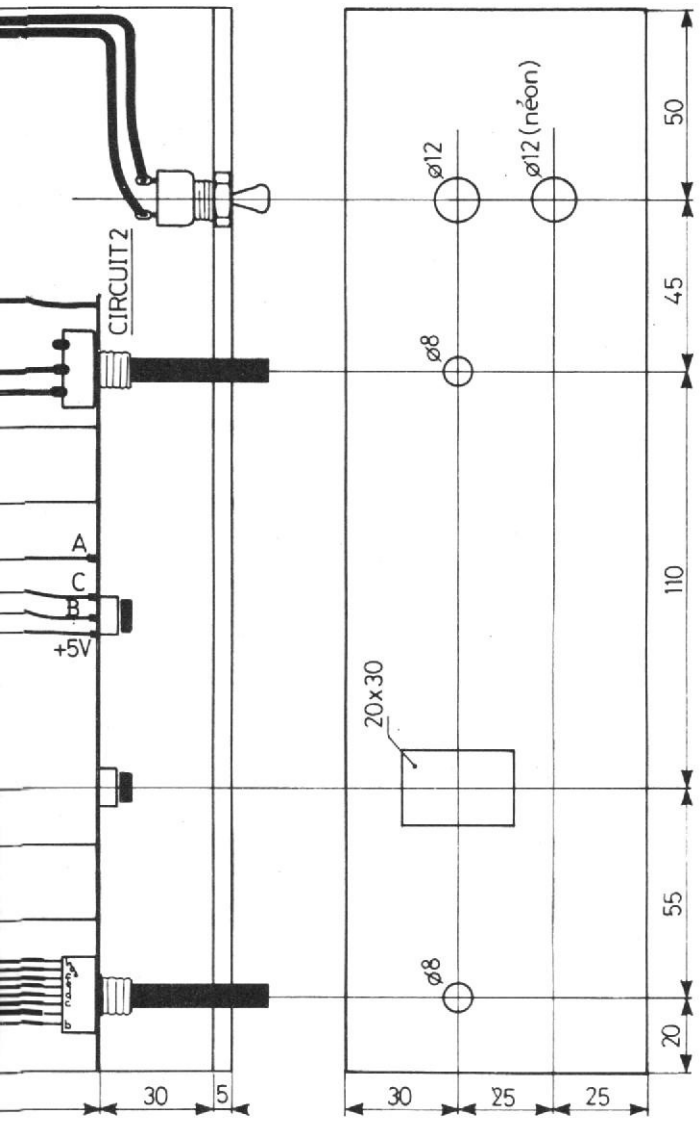


Fig. 5

du circuit 1 au circuit 2. Vérifier également que la tension d'alimentation est normale sur tous les circuits. Il ne reste plus qu'à relier les sorties S_0 à S_7 aux prises secteur.

MISE EN MARCHE

Dès sa mise sous tension l'appareil doit fonctionner. Vous pouvez vérifier le défilement logique de l'allumage des lampes directement en regardant l'allumage se déplacer ou bien à l'aide de l'afficheur à 7 segments. En cas de fonctionnement anormal vérifier vos tensions d'alimentation. Si le compteur s'affole et compte n'importe comment vous pourrez augmenter la valeur des condensateurs C_1, C_2 et C_3 et plus particulièrement C_3. En effet le moindre parasite suffit à affoler le compteur. En déplaçant le contacteur vous faites varier le nombre de canaux de l'appareil et le potentiomètre vous permet de faire varier la vitesse de défilement. Si vous désirez augmenter la vitesse maximum vous pouvez abaisser la valeur de R_1 jusqu'à une valeur minimum de 22 kΩ. D'autre part si vous considérez que la vitesse minimum est trop élevée vous pouvez augmenter la valeur de R_v à votre goût mais vous risquez de perdre de la sensibilité pour les réglages des vitesses élevées.

NOTE AUX LECTEURS

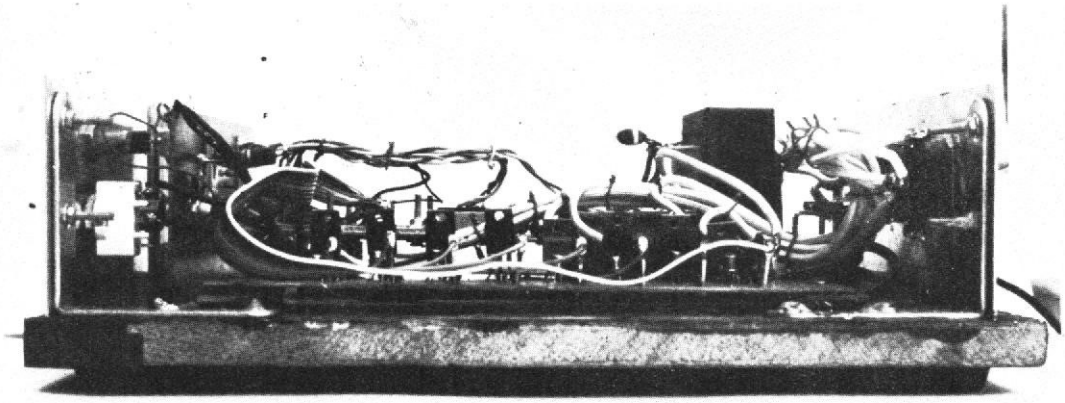
Nous vous rappelons que cet appareil a été étudié spécialement pour les lecteurs de la revue dans laquelle il est publié et qu'il est absolument impossible de trouver cet appareil vendu en kit dans le commerce.

Le prix de revient de cet appareil est d'environ 350 F.

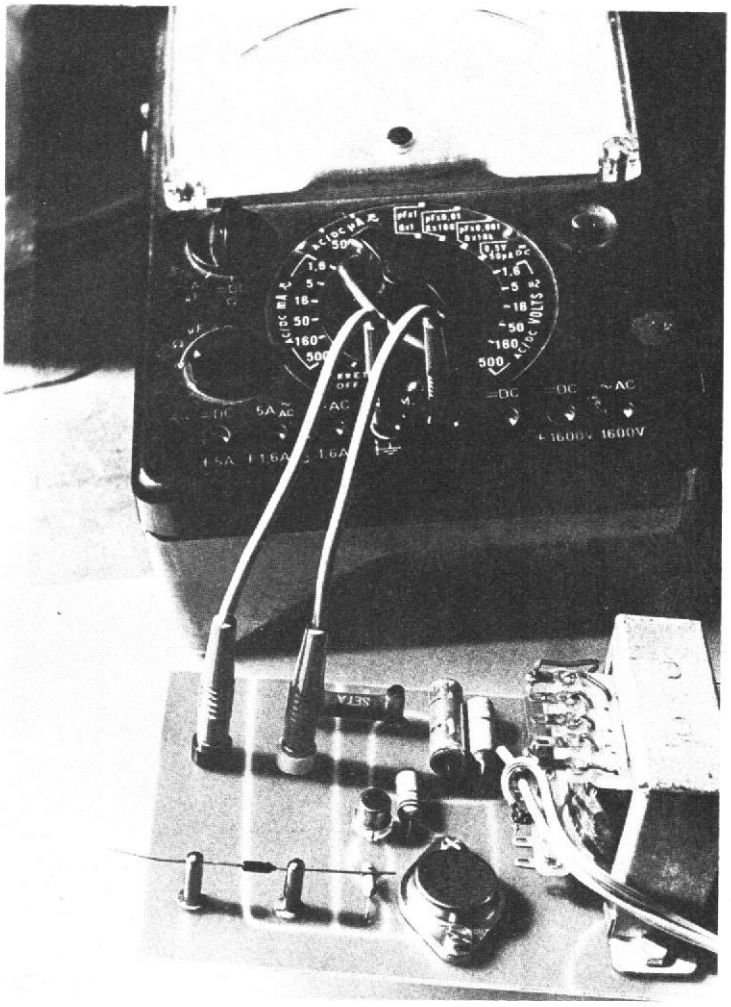
La mise au point est assez délicate et nécessite beaucoup d'attention. Avant la mise sous tension, il est indispensable de vérifier tout le câblage qui, de ce fait, doit être fait très proprement. Pour les différents câblages il eet recommandé d'utiliser des fils à plusieurs conducteurs et de s'aider des différents plans fournis. Vérifiez aussi qu'il n'y ait pas d'erreurs sur vos circuits imprimés. La moindre erreur serait fatale aux circuits intégrés. Si vous avez des problèmes financiers pour réaliser cet appareil et du fait de son principe de fonctionnement il vous est permis de ne câbler que 4 canaux du circuit 3 ou plus ou moins et de le compléter progressivement ce qui vous permet de vous servir de l'appareil le plus tôt possible.

Vous voici donc en possession de toutes les indications nécessaires à la réalisation de cet appareil et il ne nous reste qu'à vous souhaiter bonne chance et bon courage.

Christian DESJEUNES



TESTEUR UNIVERSEL de diodes et diodes zener



CE dispositif, facile à réaliser, permet le test des diodes et la lecture de la valeur zener dans les limites de 0 à 250 V, à l'aide d'un voltmètre contrôleur pouvant même avoir une échelle de 1 kΩ/V (ultime qualité).

Une des principales difficultés à la manipulation et l'utilisation des diodes zener est la lecture de la valeur inscrite dessus. Un test à l'aide d'un ohmmètre valable pour une diode de signal ou de redressement, donne une indication fausse, surtout pour les faibles valeurs de tension zener, car il y a conduction pratiquement dans les deux sens.

Nos tiroirs sont pleins de diodes illisibles et avec la miniaturisation, diodes zener ou de signal se mêlent provoquant des catastrophes à l'utilisation.

PRINCIPE

Extrêmement simple, il se résume en deux mots : on branche la diode à tester (dont on suppose inconnue la nature et même la polarité !), en série avec un générateur de courant. Deux possibilités se présentent à nous, conformément à la figure 1.

Soit la diode zener ou ordinaire est branchée dans le sens direct, auquel cas on mesurera une tension directe $U_D \neq 0{,}5$ à 1 V.

Soit la diode est placée en inverse, pour une diode ordinaire, ou correctement, pour une diode zener et on lira la valeur E_z, correspondante sur les caractéristiques au courant I^-_z imposé.

Nous avons choisi une valeur universelle de courant, valable pour toutes les diodes zener courantes, qui est de 8 mA, acceptée par toutes les diodes de n'importe quelle puissance.

Le tableau de la figure 2 nous montre en exemple une liste de caractéristiques des diodes zener de diverses puissances, qui a justifié ce choix.

Dans une variante plus sophistiquée on pourrait commuter divers courants, mais qui dit commutation dit aussi erreurs de manipulation, diodes qui trépassent, fumée, etc.

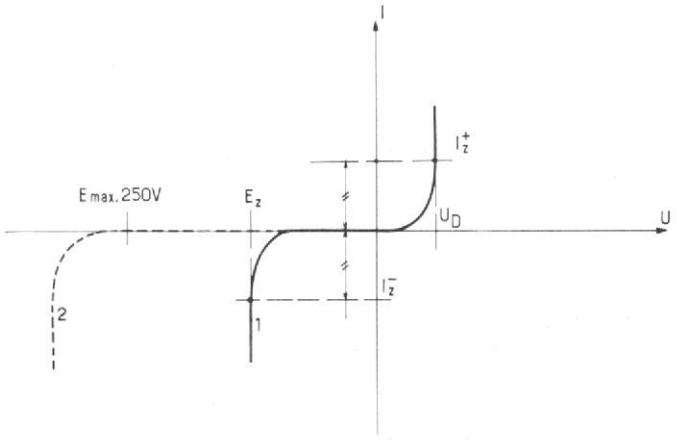


Fig. 1. – La courbe 1 est celle d'une diode zener. La courbe 2 caractérise une diode de redressement qui commencerait son claquage à une tension dépassant la valeur maxi Emax.

Type	V_z(nom) V	I_z mA	P_d W
1N821	6,2	7,5	0,25
1N957	10	12,5	0,4
BZX55	0,73 à 70,0	5	0,5
BZX83	0,72 à 70,0	5	0,5
BZX85	5,1 à 40,0	20 à 6	1,3

Figure 2

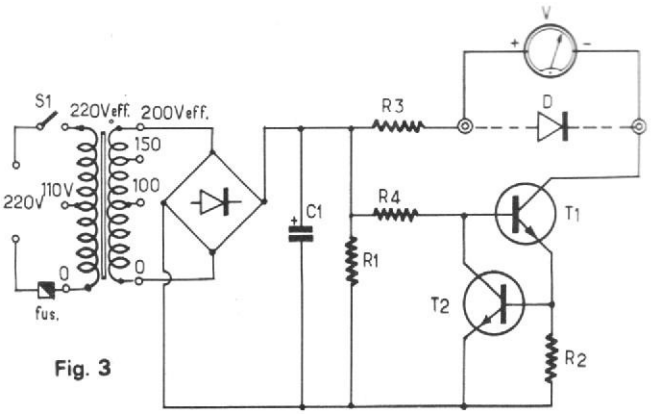


Fig. 3

RÉALISATION

Le schéma d'ensemble est présenté sur la figure 3. Pour couvrir une plage la plus large possible, nous avons dû utiliser une source de tension de départ relativement élevée.

Le redressement est suivi d'un filtrage (C_1) modéré, donnant presque 10 % d'ondulation résiduelle. Une résistance bleeder, R_1 est même prévue pour respecter un rapport de 10 entre la constante de temps de décharge du condensateur et la période du réseau redressé double alternance. Dans ces conditions, en quelque 10 périodes de réseau 50 Hz le condensateur se trouve déchargé (0,2 seconde). L'installation de la diode à tester se fait avec l'alimentation coupée. Pour le test et la mesure on fermera l'interrupteur S_1 et 2/10 de seconde après avoir réouvert on pourra retirer la diode sans qu'il y ait de tension à ses bornes.

Les transistors T_1, T_2 forment ce qu'on appelle un miroir de courant, saturé, qui est notre générateur de courant. Pour des variations de ± 15 % du réseau, le courant de court-circuit traversant les bornes de test ne varie pas de plus de 0,5 %. Sa valeur est fixée par la résistance R_2. On a grosso-modo : $I_z \# 0{,}5\ V/R_2$.

Il y a stabilisation du courant si la résistance R_4 laisse passer assez de courant pour saturer le transistor T_2, ce qui est le cas avec les valeurs choisies.

Aucun réglage n'est à faire. Ce type de générateur de courant est protégé du point de vue de la propriété industrielle. Nous déconseillons d'en faire un usage commercial. Vous pouvez parfaitement le réaliser pour vous-mêmes.

RÉALISATION PRATIQUE

Ce chapitre est toujours ennuyeux. Nous avons préféré vous montrer, en quelques photos, la marche à suivre :

Premièrement, voici sur la figure 4 le circuit imprimé que nous vous proposons, ainsi que la disposition des pièces correspondantes. Il est réalisé de manière à refroidir quelque peu par les fixations collecteur, le transistor de haute tension.

A partir du circuit imprimé l'installation des composants se fait dans l'ordre suivant :

Commencer par les résistances (photo 1) puis par le condensateur électrolytique et le pont redresseur (photo 2). La mécanique - transformateur, douilles et connexions à la fin (photo 3). Vous obtiendrez côté pièces le résultat de la photo 4 et côté cuivre (photo 5).

Erreurs à ne pas faire : on peut inscrire dans la liste des accidents mortels, corolaires aux lois de l'embêtement maximum du sieur Murphy, la petite tache de soudure, une minuscule goutte que montre la photo 6 qui nous a valu

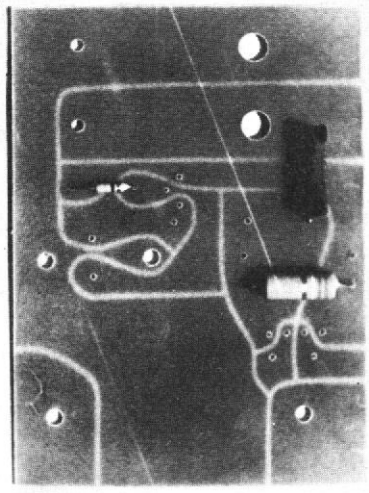


Photo 1. – Commencer par souder les petites résistances...

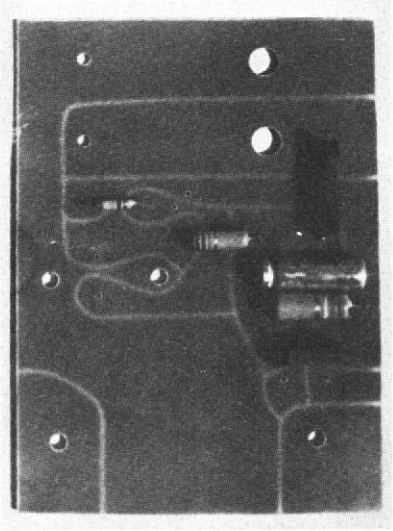


Photo 2. – ... ensuite le condensateur électrolytique et le pont redresseur...

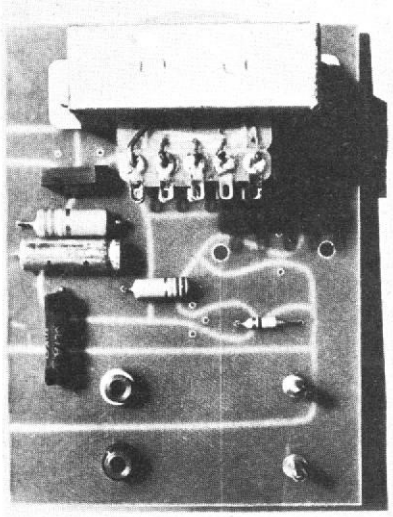
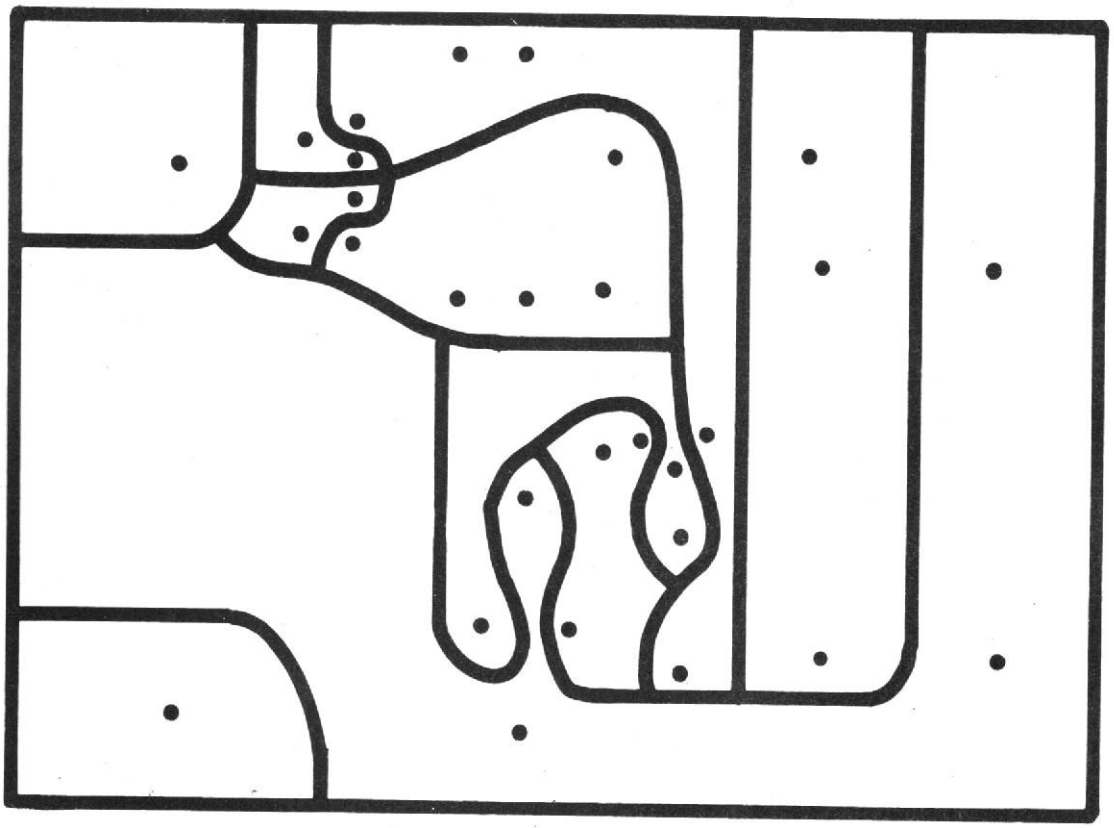


Photo 3. – Les douilles, connexions et la fixation mécanique du transformateur suivent...



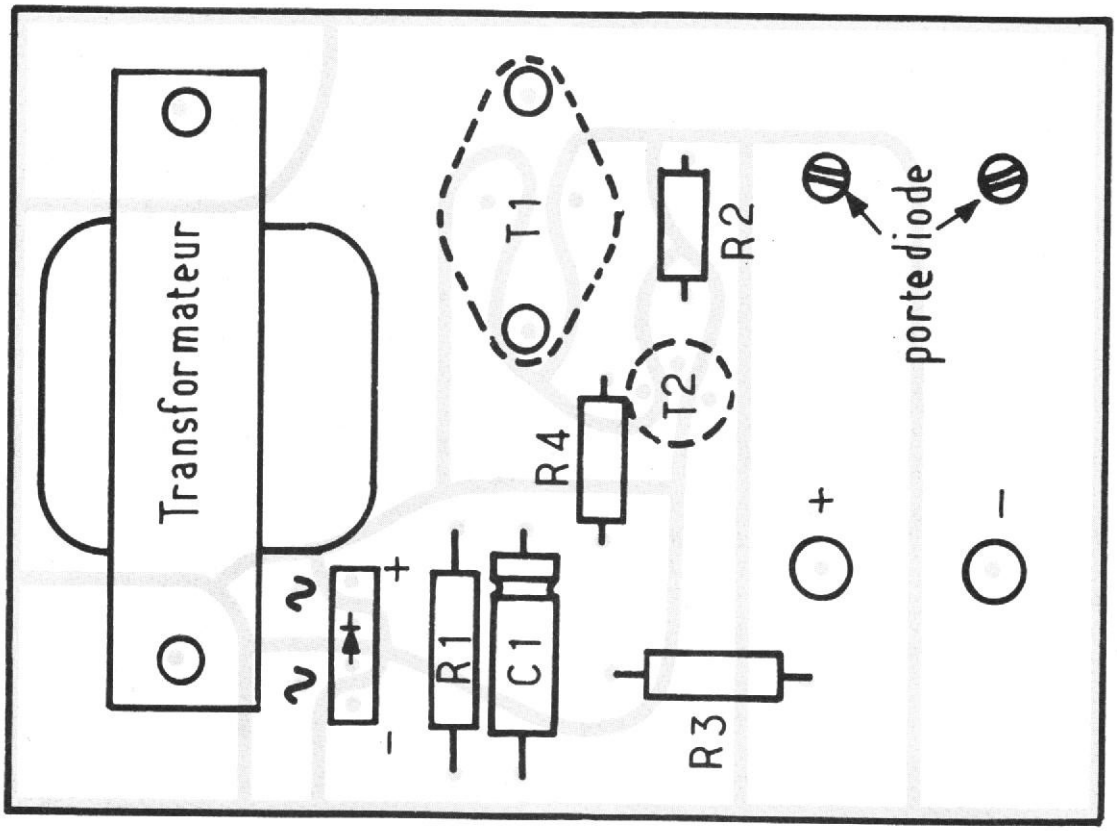


Fig. 4

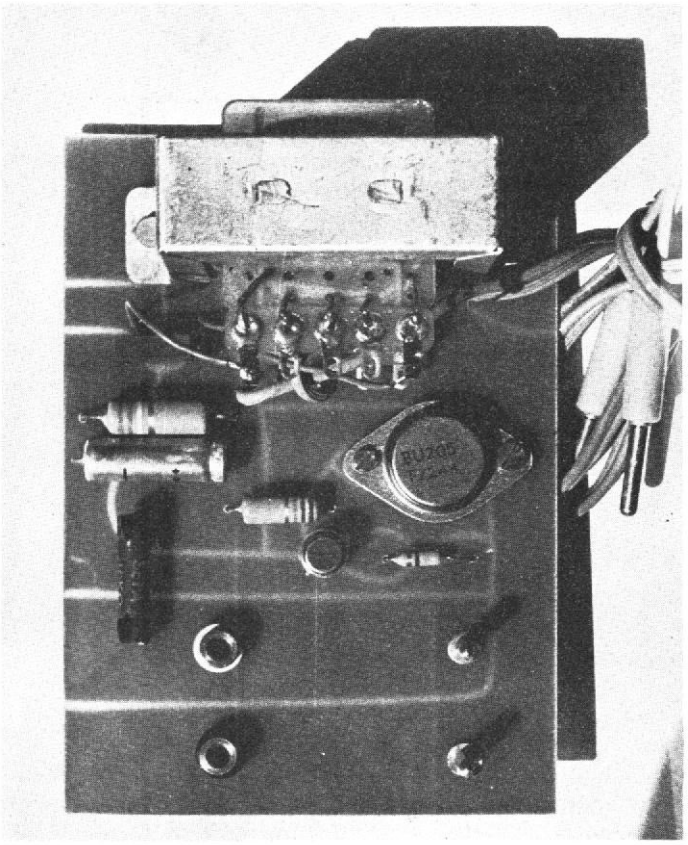


Photo 4. – ... Pour obtenir enfin la réalisation prête à une dernière vérification.

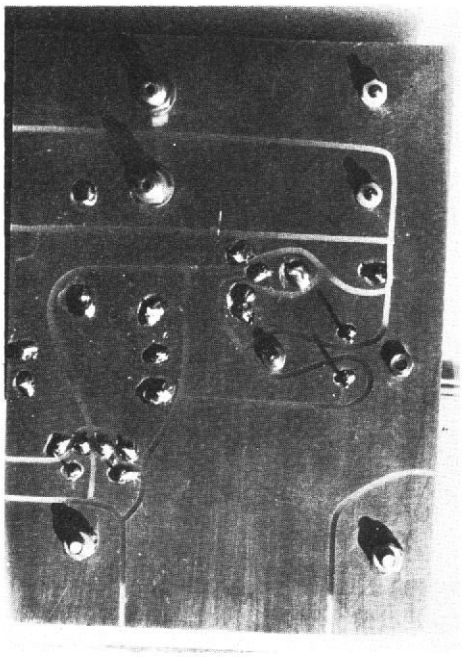


Photo 5. – Le côté cuivre.

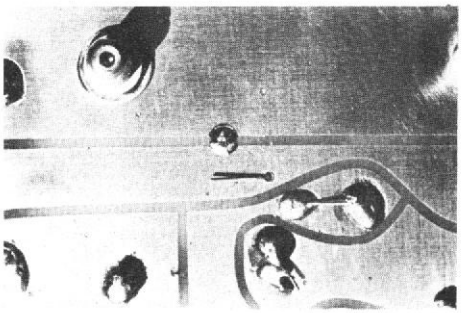


Photo 6. – La petite goutte qui fait déborder le vase.

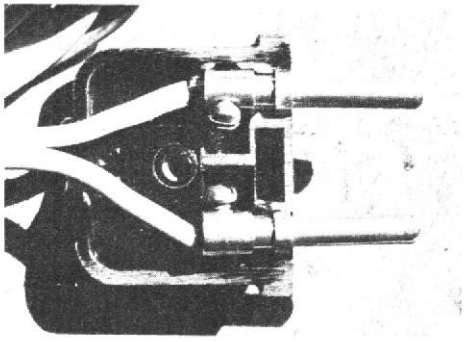


Photo 7. – Ces bornes ne valent rien.

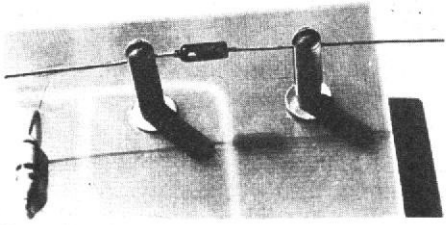


Photo 8. – Socle porte-diodes.

deux transistors claqués, plus une diode zener, plus un peu de fumée et beaucoup de mauvais sang.

Vérifiez attentivement, le circuit imprimé, même terminé, câblé, soudé, **avant** la mise en marche.

Un dernier point important : le « socle universel » pour diodes que nous avons inventé, ne peut pas être réalisé avec les bornes de n'importe quelle prise de courant ! Avant d'en acheter une, assurez-vous qu'elle ne ressemble pas à celle de la (photo 7).

Il faut des bornes se terminant par une tige filtée. En écartant un peu les lamelles vous obtiendrez le socle de la (photo 8).

Il n'y a aucun réglage à faire. Le voltmètre doit être branché avec le « + » vers la douille blanche, comme le montre la photo du titre. N'ayez pas peur de court-circuiter le socle porte-diodes. Pas avec les doigts, quand même.

L'auteur remercie la Société Projectone S.A., de lui avoir fourni aimalblement les composants nécessaires à cette réalisation.

André DORIS

LISTE DES COMPOSANTS

Transformateur : 220 V/200 V x 15 mA
Pont de diodes : BY 179/CS1
C_1 = 8 μF/350 V
R_1 = 330 kΩ/2 W
R_3 = 10 kΩ/7 W
R_4 = 27 kΩ/2 W
R_2 = 68 Ω/1/4 W/5 %
T_1 = BU205
T_2 = 2N2219

COMMANDE ELECTRONIQUE DE VENTILATEUR

LE but recherché lors de l'étude de cette commande de ventilateur était le suivant : nous devions ventiler convenablement un rack 19" d'amplis BF, d'une forte puissance (250 W eff.), et les ventilateurs normalement disponibles à bas prix dans les surplus, quoique d'excellente qualité, étaient beaucoup trop bruyants ; ces amplificateurs devaient pouvoir être disposés dans la pièce d'écoute, et un ventilateur genre Etri ou Papst, de diamètre 120 mm produit un bruit de fonctionnement de l'ordre de 60 dB acoustiques à 1 mètre ; c'est considérable vis-à-vis du niveau des pianissimi de la musique symphonique et donc très gênant.

Deux solutions s'offraient à nous :

— employer des ventilateurs de conception très récente, qui produisent un bruit très fabile, de l'ordre de 40 à 45 dBA. Si un tel niveau de bruit n'est pas négligeable, il est considérablement moins gênant que celui qui a été cité plus haut. En revanche, un tel appareil vaut un minimum de 150 à 200 F, et est introuvable d'occasion.

De toute manière, le dispositif qui fait l'objet de cet article pourrait également être utilisé sur un ventilateur de ce type, et l'on obtiendrait alors une ventilation parfaitement silencieuse.

— ou bien utiliser un ventilateur relativement bruyant mais ne le faire tourner à sa vitesse maximale que quand c'est vraiment nécessaire. Les essais montrent que si la vitesse de rotation est divisée par deux, l'efficacité devient beaucoup plus faible, mais le bruit également.

C'est cette solution que nous avons employée.

On voit tout de suite qu'il s'agit de disposer d'un montage qui mesure la température des éléments à ventiler (les radiateurs des transistors de puissance des amplificateurs, dans notre cas) et agit sur la tension d'alimentation du moteur pour les refroidir en conséquence.

Le moteur ne tournera à plein régime que quand les amplificateurs débiteront leur maximum de puissance pendant un certain temps. C'est précisément dans ce cas que le niveau sonore dans la pièce sera le plus élevé et que l'on aura le moins de chances de distinguer le bruit du ventilateur.

Reste évidemment le cas du fortissimo soutenu suivi d'un silence, mais rien n'est parfait.

Une remarque pour répondre par avance aux férus d'électrotechnique. Les

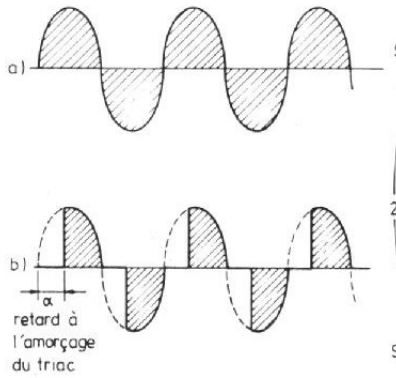


Fig. 1. – Alimentation du moteur en commande « de phase » : a) tension du secteur ; b) tension aux bornes du moteur. Quand α augmente, la puissance fournie au moteur diminue.

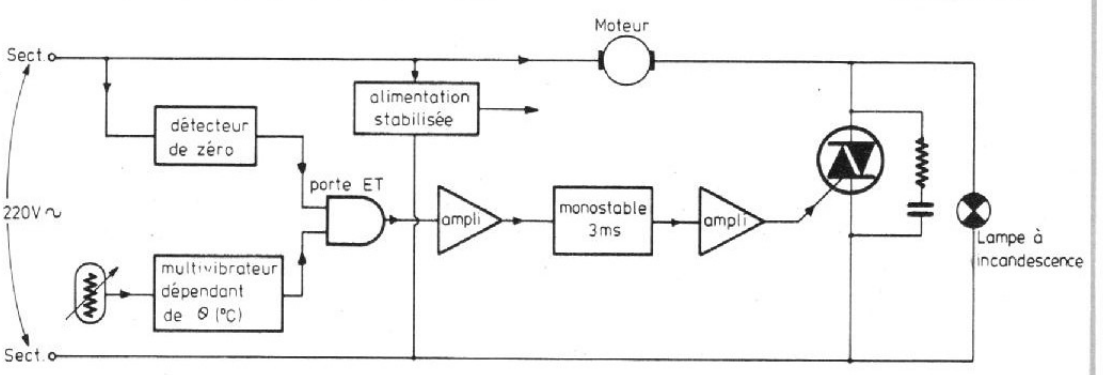


Fig. 2. – Schéma bloc du régulateur.

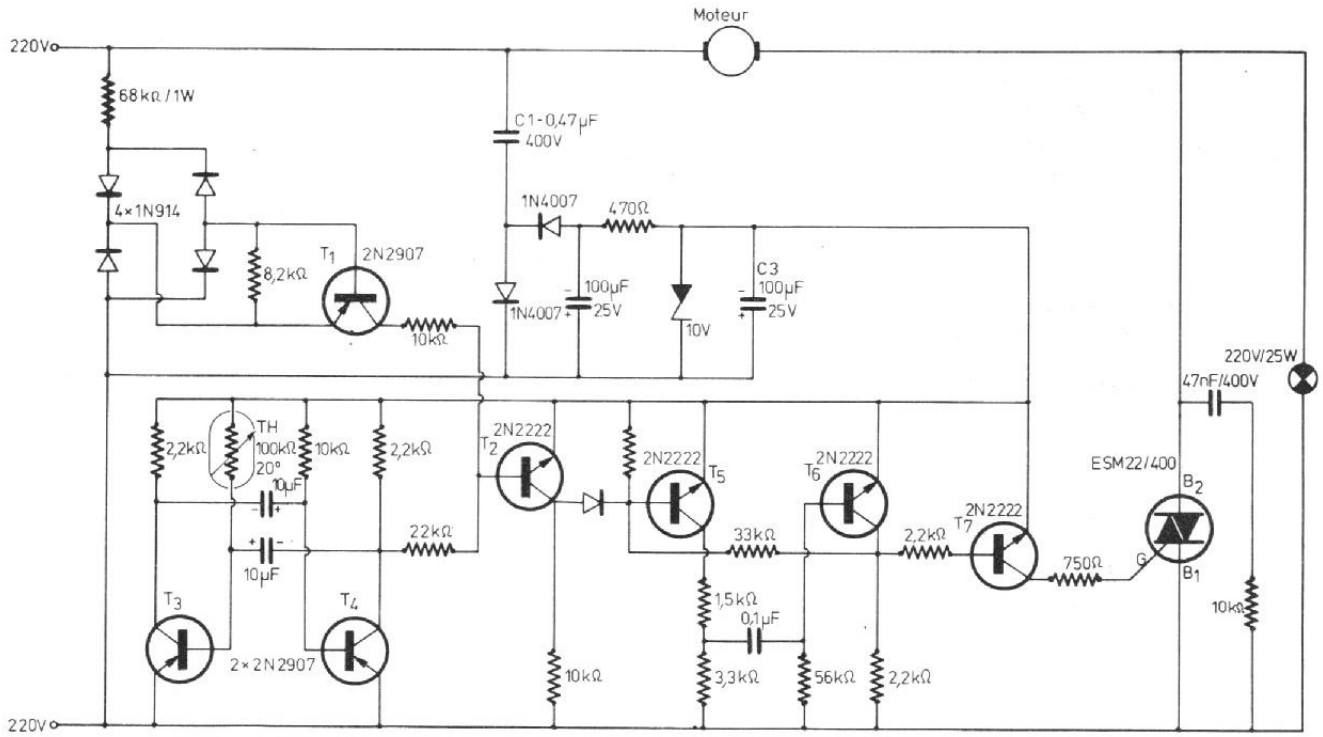


Fig. 3. – Schéma complet du variateur.

moteurs habituellement utilisés dans ces ventilateurs sont du type asynchrone avec démarrage par condensateur ou bagues de déphasage. Or chacun sait qu'un tel moteur tourne à une vitesse qui n'est pas régulièrement réglable par la tension d'alimentation, comme pour un moteur « universel », mais dépend surtout de la fréquence du secteur.

En fait, si l'on n'est pas trop exigeant sur l'allure de la variation de la vitesse en fonction de la température à contrôler, on se satisfera très bien des performances de ce montage, qui remplit bien son office dans l'utilisation que nous en faisons.

C'est cependant cette particularité des moteurs asynchrones qui limite les performances de l'ensemble et notamment contraint indirectement à shunter le variateur par une lampe à incandescence, comme on le verra plus loin. S'il s'agissait de commander un moteur à collecteur, on pourrait simplifier beaucoup, et le fonctionnement serait plus satisfaisant.

CONCEPTION DU SYSTÈME

Passons maintenant à la conception proprement dite du circuit de contrôle de la vitesse.

Etant donné que le dispositif sera incorporé à un amplificateur muni d'entrées sensibles à quelques centaines de millivolts et d'impédance moyenne, il est très important qu'il ne génère aucun parasite (rayonné ou transmis par les fils d'alimentation, de la thermistance, ou du moteur).

Nous avons d'abord essayé des régulateurs travaillant en commande de phase, c'est-à-dire découpant des portions variables de la sinusoïde du secteur, comme le montre la figure 1.

Ce genre d'appareil est beaucoup plus simple de réalisation que celui que nous avons finalement retenu. Cependant, la décomposition en série de Fourier de la forme de la tension appliquée au moteur montre qu'elle comprend un grand nombre d'harmoniques de grande amplitude (plusieurs dizaines de volts) et ceci jusqu'à des fréquences élevées (plusieurs mégahertz). Ce mélange de parasites parcourt les différentes connexions qui arrivent ou partent du variateur, et forment de magnifiques antennes.

En pratique, il s'est révélé impossible d'empêcher un certain niveau de parasites d'atteindre les circuits d'entrée des amplificateurs, malgré les filtres en π disposés sur les fils d'alimentation et le blindage général du circuit par un boîtier en tôle d'acier de 1 mm relié à la terre.

Nous avons donc préféré utiliser une autre solution, plus compliquée certes, mais qui ne produit aucun parasite, par construction.

Il s'agit d'un relais statique à triac, qui commute la charge quand la tension du secteur passe par zéro, et de plus, étudié pour fonctionner sur une charge inductive.

Ce relais statique est commandé par un multivibrateur dont le rapport cyclique dépend de la résistance d'une CTN disposée sur les radiateurs à refroidir.

Le schéma complet du régulateur est montré à la figure 2, sous forme de blocs et à la figure 3, dans le détail.

LE DÉTECTEUR DE ZÉRO

Il est constitué par les diodes 1N914 montées en pont, le pont de résistances 68 kΩ et 8,2 kΩ et le transistor 2N2907, qui conduit tout le temps, sauf quand la tension du secteur passe par 0. Il bloque alors le premier amplificateur T_2, si et seulement si T_4 est également bloqué (fonction ET).

LE MULTIVIBRATEUR

Il est d'un schéma extrêmement classique, constitué de T_3 et T_4. Son rapport cyclique

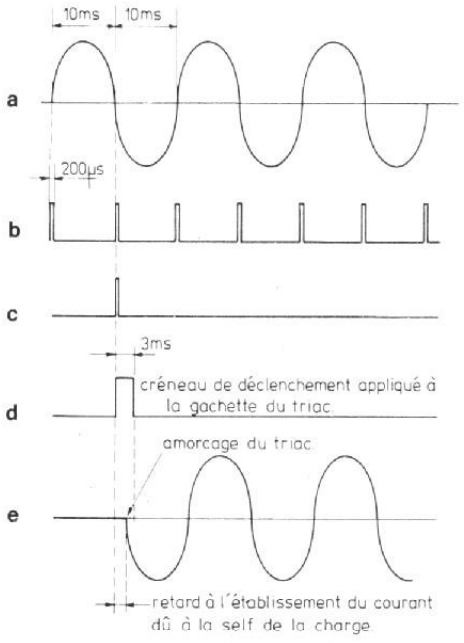


Fig. 4. – Déclenchement du Triac :
a) tension du secteur ;
b) impulsions fournies par T_1 ;
c) impulsions à la sortie de T_2 ;
d) impulsion après le monostable $T_5 - T_6$;
e) courant dans la charge (moteur).

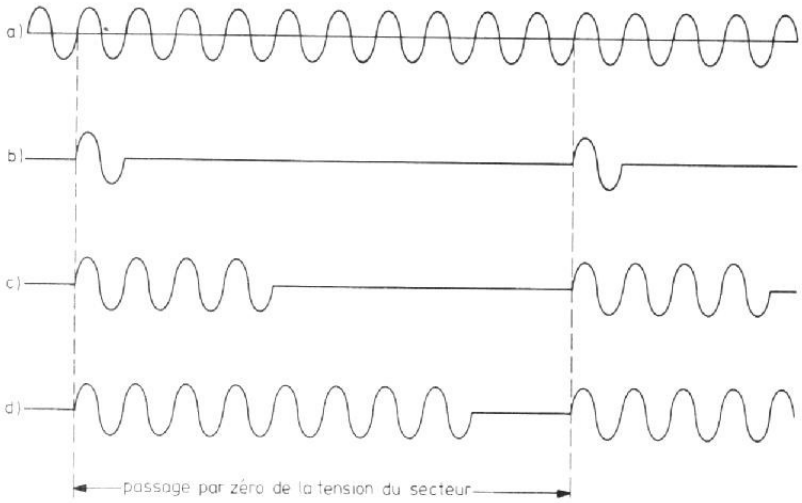


Fig. 5. – Formes de la tension aux bornes du moteur, à différentes températures : b) 20 °C ; c) 50 °C ; d) 70 °C ; a) tension secteur ; quelque soit la température, l'amplitude de la tension est de 220 V efficaces.

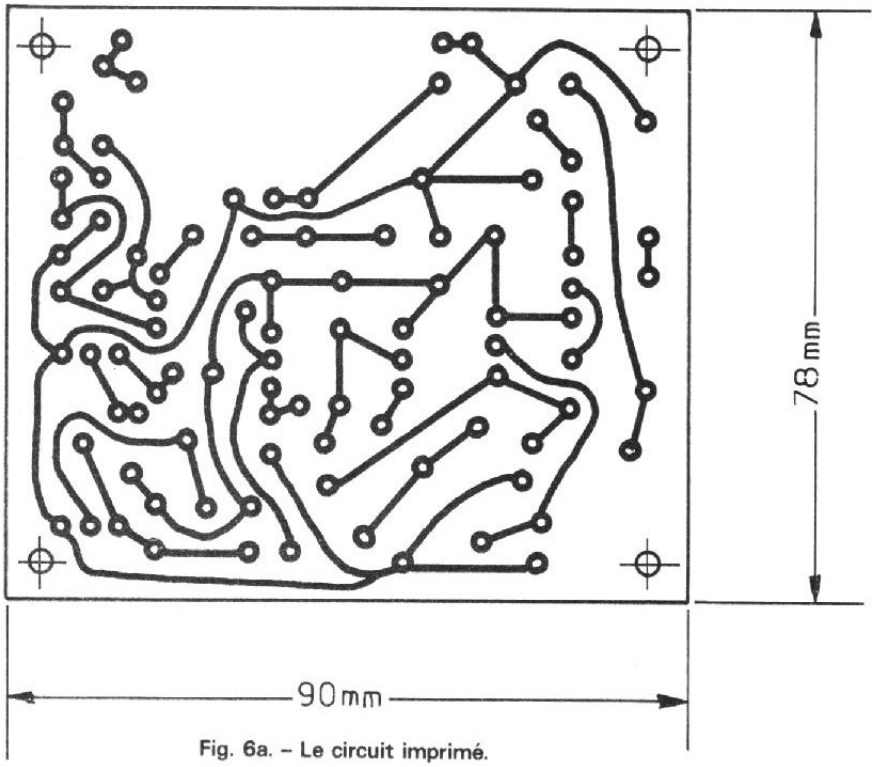


Fig. 6a. – Le circuit imprimé.

dépend de la résistance de Th, qui fait environ 100 kΩ à 20 °C, c'est-à-dire à froid, la durée des deux alternances est égale (environ 0,5 s) quand la température est telle que TH ait une résistance de 10 kΩ, égale à la résistance disposée dans la base de T_4. On pourra modifier quelque peu cette valeur selon le fonctionnement désiré. Avec les valeurs indiquées, et en fonction des caractéristiques du ventilateur (l'inertie de ses pièces tournantes, notamment), la vitesse du ventilateur est presque à son maximum pour une température de Th de l'ordre de 70 °C.

LE MONOSTABLE

Formé de T_5 et T_6, il rallonge l'impulsion produite par le détecteur de zéro (± 100 µs centrés sur le zéro de la tension du secteur) de 3 ms, pour être sûr que le triac s'amorce, même sur une charge fortement inductive, qui retarde l'établissement du courant secteur.

Avec les valeurs indiquées, on déclenchera à coup sûr même sur des charges de cos $\varphi = 0{,}7$. Tout ceci est explicité en figure 4.

L'ALIMENTATION

Il aurait été possible d'alimenter ce montage par un petit transformateur, qui est malheureusement un élément assez cher. On aurait pu alors penser utiliser une résistance pour faire chuter la tension du secteur, mais un tel dispositif débitant un courant I en basse tension dissipe une puissance de l'ordre de 220 I. Ici I vaut 10 mA environ, donc P_D # 2,2 W, qui nécessite une résistance d'au moins 6 W pour être dissipée en toute sécurité.

Nous avons donc décidé de

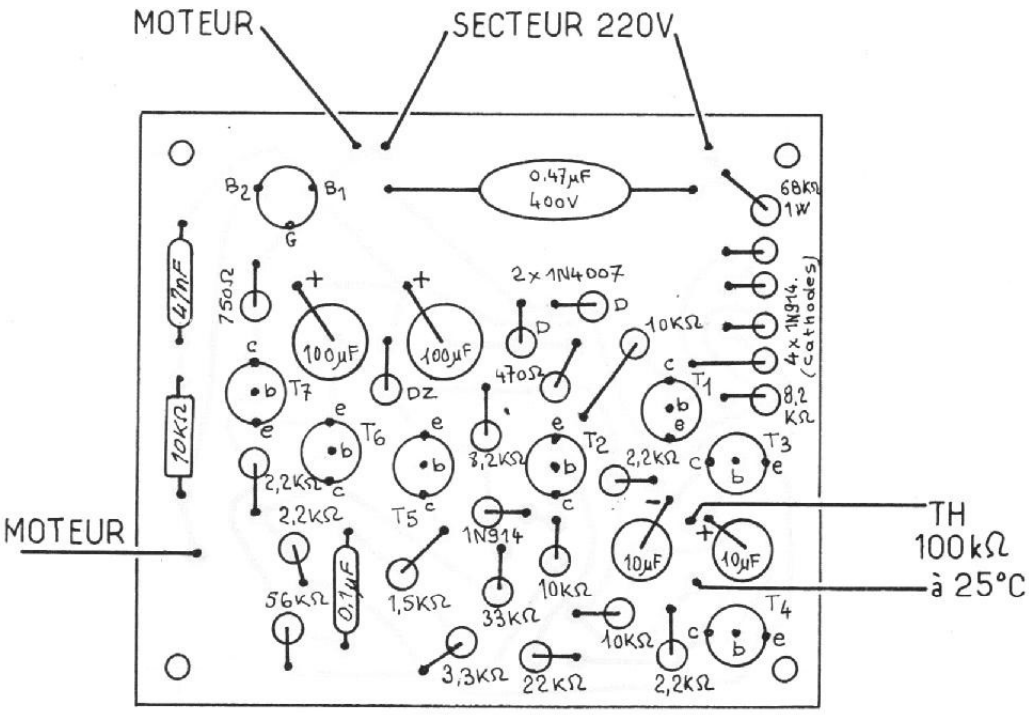


Fig. 6b. – Disposition des composants.

chuter la tension dans l'impédance d'un condensateur.

Une capacité étant une réactance pure, elle ne dissipe pas de puissance (aux pertes près) et donc ne chauffe pas.

Pour I moyen consommé = 10 mA (crêtes à plus de 50 mA, fournies par C_3) on utilisera C_1 = 0,47 µF/400 V.

La tension ainsi obtenue est redressée sur une alternance par les deux diodes 1N4007, filtrée par 100 µF/25 V et 470 Ω et stabilisée à 10 V par la zener.

Le triac est protégé contre les trop grands dV/dt par le réseau 47 nF/10 kΩ.

On sera peut-être étonné de la présence de la lampe 220 V/25 W en parallèle sur le triac.

Elle sert à faire passer un courant en permanence dans le moteur pour régulariser sa vitesse de rotation. De plus, elle présente une particularité de fonctionnement par rapport à une simple résistance bobinée. En effet, à froid, elle présente une faible résistance, de l'ordre de 200 Ω, qui augmente très vite quand elle s'allume. Ainsi le démarrage du moteur se trouve facilité par l'application d'une impulsion de courant aussitôt après l'extinction du triac. La puissance de cette lampe doit être déterminée expérimentalement pour un fonctionnement correct.

Celui de notre maquette est satisfaisant avec une lampe de 220 V/25 W et un ventilateur hélicoïde Papst de 120 mm de côté.

La forme de la tension aux bornes du moteur est montrée sur la figure 5 pour différentes températures de Th.

MISE AU POINT ET FONCTIONNEMENT

Le point délicat du montage est de réaliser un compromis entre l'inertie des parties tournantes du moteur et la largeur et la durée des impulsions délivrées par le triac (« tone-bursts » découpés sur le secteur). On pourra être amené à modifier la résistance de 10 kΩ de la base de T_4, et également les caractéristiques de la lampe, comme indiqué plus haut.

Néanmoins, on arrive à obtenir un fonctionnement satisfaisant, et surtout, absolument exempt de tout parasite, même si le circuit n'est pas blindé, et sans utilisation d'aucun filtre. On peut le vérifier avec un appareil détecteur de parasites très sensible qui est à la disposition de tous les amateurs, à savoir un poste à transistors à modulation d'amplitude équipé d'un cadre en ferrite.

RÉALISATION

Ainsi que le montre la photographie du circuit imprimé, tous les composants ont été disposés verticalement, la place disponible étant limitée.

Leur montage n'est aucunement critique, pas plus que la réalisation du circuit imprimé. Le tout pourra être disposé dans un boîtier métallique genre Teko muni par exemple d'une barrette de dominos plastiques pour le raccordement aux éléments extérieurs.

La figure 6 donne le dessin du CI utilisé (côté cuivre) et l'implantation des composants, dont la plus grande partie a dû être disposée verticalement.

CONCLUSION

Bien que le fonctionnement de ce montage ne soit pas parfait, c'est le meilleur compromis que nous ayons trouvé pour commander comme nous le voulions un ventilateur, sans créer aucun parasite. Un système en commande de phase spécialement étudié pour les moteurs asynchrones conviendrait certainement mieux aux utilisateurs qui ne comptent pas l'utiliser à proximité de circuits électroniques sensibles.

P. GIRAUD

UN AMPLIFICATEUR HI-FI 2 X 50 W.

L'AMPLIFICATEUR de puissance Hi-Fi HF 76 a été conçu pour fournir à un haut-parleur (ou un groupe de haut-parleurs) d'impédance égale à 4 Ω, une puissance de 50 W, lorsqu'il est attaqué à l'entrée par un préamplificateur ou par toute autre source pouvant fournir 1,1 V efficace sur une impédance d'environ 20 kΩ. La bande passante de cet amplificateur va de 3 Hz à 170 kHz à 1 dB ; sa distorsion harmonique reste inférieure à 0,15 % pour 50 W de sortie ; son rendement, à pleine puissance peut atteindre 67 %.

Ces performances sont dues à l'emploi de transistors au silicium de haute qualité. En particulier, dans un amplificateur de ce type (push-pull série ou « single ended quasi complémentary amplifier ») il est nécessaire que les transistors de l'étage final présentent une fréquence de coupure beaucoup plus élevée que la fréquence maximale à amplifier. Ceci a conduit à utiliser des structures « Darlington » de puissance du type ESM 118 qui permettent d'obtenir, grâce à leur gain très élevé, des courants de sortie importants tout en ne nécessitant qu'un faible signal de commande.

L'absence de tout transformateur, tant dans les étages de sortie que dans les étages drivers, a permis d'améliorer considérablement les caractéristiques vers les très basses fréquences, tout en simpliant le montage. Ajoutons que cet amplificateur est protégé contre les surcharges et les court-circuits de la charge par un système de sécurité qui limite la valeur du courant maximal circulant dans les dispositifs de sortie. On a également prévu, à l'extérieur du circuit imprimé, un vu-mètre, directement gradué en puissance, qui permet de connaître aisément la valeur de cette dernière appliquée à la charge de 4 Ω et de se rendre compte de toute surcharge éventuelle.

Le schéma de l'amplificateur HF 76 est indiqué sur la figure 1. On peut remarquer qu'il comporte presque uniquement des liaisons continues, ce qui procure une excellente réponse aux fréquences basses. Il comporte, d'autre part, une double stabilisation de régime (stabilisation en température par le transistor T_2 et stabilisation du potentiel moyen de sortie) indépendamment de la contre-réaction en alternatif.

ETAGE DE SORTIE

En l'absence de signal de commande, le point PM de la figure 1 se trouve porté à un potentiel voisin de $V_{al}/2$, soit environ 24 V puisque l'ensemble est alimenté sous une tension de 48 V. Dans la mesure où l'on peut supposer que la tension aux bornes du condensateur de liaison C_5 reste constante et égale à 24 V au cours d'une période de la tension de sortie, on obtient aux bornes de la charge R_L une tension égale au potentiel du point PM diminué de 24 V. Pendant les alternances positives de la tension aux bornes de la charge, c'est-à-dire lorsque le potentiel du point PM est supérieur à + 24 V, le courant est fourni à la charge, vers la masse, par le transistor Darlington T_8, le transistor T_9 étant bloqué à cet instant. Pendant les alternances négatives de la tension de sortie, le point PM est porté à un potentiel inférieur à 24 V, et le courant qui traverse la charge vient de la masse, traversant le transistor T_9, le transistor T_8 étant alors bloqué à son tour.

Les résistances R_9 et R_{12}, de 0,39 Ω chacune, ont pour but de rendre plus linéaire la réponse des transistors de puissance et de permettre de

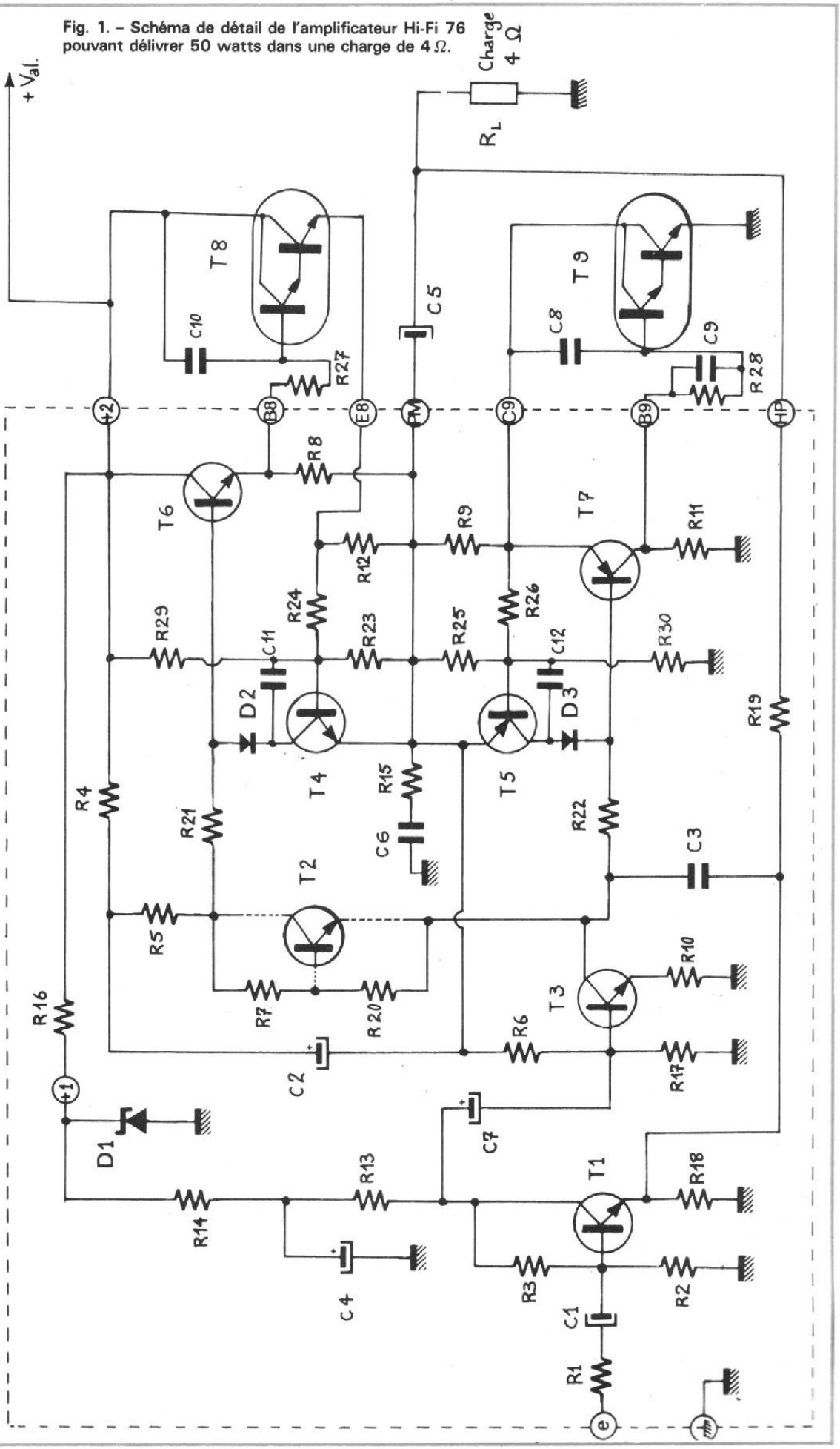
NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 1

R_1 : 2700 Ω 10 % 1/2 W
R_2 : 56 kΩ 10 % 1/2 W
R_3 : 150 kΩ à 390 kΩ (à ajuster pour obtenir environ + 10 volts sur le collecteur de T_1)
R_4 : 680 Ω 10 % 1/2 W
R_5 : 3300 Ω 10 % 1/2 W
R_6 : 47 kΩ 10 % 1/2 W
R_7 : voir texte (approx. 2 400 Ω)
R_8 : 1500 Ω 10 % 1/2 W
R_9 : 0,39 Ω 10 % 10 W
R_{10} : 47 Ω 10 % 1/2 W
R_{11} : 1500 Ω 10 % 1/2 W
R_{12} : 0,39 Ω 10 % 10 W
R_{13} : 10 kΩ 10 % 1/2 W
R_{14} : 4700 Ω 10 % 10 W
R_{15} : 22 Ω 10 % 1/2 W
R_{16} : 7500 Ω 5 % 1/2 W
R_{17} : à ajuster pour obtenir un écrêtage symétrique de la tension de sortie (env. 2700 Ω)
R_{18} : 330 Ω 10 % 1/2 W
R_{19} : 4700 Ω 10 % 1/2 W
R_{20} : 1000 Ω 10 % 1/2 W
R_{21} : 47 Ω 10 % 1/2 W
R_{24} : voir texte
R_{25} : 220 Ω 10 % 1/2 W
R_{26} : voir texte
R_{27} : 47 Ω 10 % 1/2 W
R_{28} : 120 Ω 10 % 1/2 W
R_{29} : 22 kΩ 10 % 1/2 W
R_{30} : 22 kΩ 10 % 1/2 W

C_1 : 100 µF 12 V
C_2 : 64 µF 64 V
C_3 : 1000 pF 63 V
C_4 : 22 µF 25 V
C_5 : 4000 µF 40/48 V
C_6 : 10 nF 63 V
C_7 : 47 µF 25 V
C_8 : 470 pF 63 V
C_8 : 470 pF 63 V
C_9 : 470 pF 63 V
C_{10} : 470 pF 63 V
C_{11} : 470 pF 63 V
C_{12} : 470 pF 63 V

T_1 : BCW 94 B Sescosem
T_2 : BCW 94 K Sescosem
T_3 : BC 211 A Sescosem
T_4 : BCW 94 B Sescosem
T_5 : BCW 96 B Sescosem
T_6 : BC 211 A Sescosem
T_7 : BC 313 A Sescosem
T_8 : ESM 118 Sescosem
T_9 : ESM 118 Sescosem
D_1 : BZX 85 C 20 Sescosem
D_2, D_3 : 85 P 1 Sescosem

Fig. 1. – Schéma de détail de l'amplificateur Hi-Fi 76 pouvant délivrer 50 watts dans une charge de 4 Ω.



prélever la tension qui commande le système de protection en cas de surcharge des transistors T_8 et T_9. Etant donné l'intensité circulant dans la résistance de charge R_L à pleine puissance, ces résistances peuvent produire des chutes de tension allant jusqu'à 2 V.

L'ensemble du transistor T_6 et du transistor « Darlington » T_8 est équivalent à un transistor unique NPN dont le gain serait égal au produit des gains de T_6 et de T_8. L'ensemble du transistor T_7 et du transistor Darlington T_9 est équivalent à un transistor unique PNP de puissance dont l'émetteur serait en PM, ainsi que nous allons le voir ci-après. L'ensemble des quatre transistors est donc l'équivalent d'un ensemble de deux transistors de puissance, tous deux montés en collecteur commun, un NPN entre le + 24 V et le point PM, un PNP entre le point PM et la masse.

TRANSISTOR COMPOSITE

En fait, un transistor de puissance monté avec un étage double Darlington, comme indiqué sur la figure 2, est équivalent à un transistor unique, du type NPN, dont le gain en courant est le produit des gains en courant de T_1, de T_2 et de T_3, et dont la connexion de base est (3), celle de collecteur (2) et celle d'émetteur (1). Utilisons maintenant pour T_2 un type PNP, monté comme indiqué sur la figure 3. Le courant collecteur de T_2 sort par cette électrode alors que le courant de base de T_3 et de T_1 entre par celles-ci. La tension collecteur-émetteur de T_2 est dans le sens convenable puisque le collecteur de T_1 et de T_3 est positif par rapport à leurs bases, ce qui polarise positivement l'émetteur de T_2 par rapport à son collecteur. A 1,2 V près, la tension collecteur-émetteur de T_2 est pratiquement égale à celle de T_1 (mais en sens inverse). Le montage de la figure 3 est équivalent à un transistor unique de type PNP, dont le gain en courant est égal au produit des gains en courant des trois transistors. Il convient de noter que ce transistor composite est assez paradoxal puisque son émetteur équivalent est la connexion (1), l'électrode équivalente à son collecteur étant la connexion (2), émetteur de T_1.

Si l'ensemble T_1, T_2 et T_3 est équivalent à un transistor unique, il ne peut s'agir que d'un type PNP, puisque son courant de commande (le courant le plus faible) sort par sa base (3), dans laquelle le courant circule dans le sens de la flèche.

Le courant de forte intensité, équivalent au courant collecteur-émetteur passe de la connexion (1) à la connexion (2).

L'électrode (1) joue le rôle d'un émetteur dans le transistor équivalent au montage de la figure 3 car elle se maintient à un potentiel très peu différent de celui de l'électrode (3).

Une faible variation dans la différence de potentiel entre (1) et (3) agit énormément sur le courant émetteur de T_2, donc sur son courant collecteur, donc sur le courant base de T_3 et finalement sur le courant collecteur de T_1.

Lélectrode (2) joue le rôle d'un collecteur, puisqu'une variation de potentiel de cette électrode, les autres étant maintenues à potentiels fixes, entraîne une variation à peu près égale du potentiel collecteur de T_2 (à travers l'espace émetteur base de T_3) ne modifiant que peu le courant collecteur du transistor T_2. Il n'y a donc que peu de variation du courant de base de T_1, lequel est, d'autre part, également peu influencé par la variation de son potentiel collecteur-émetteur.

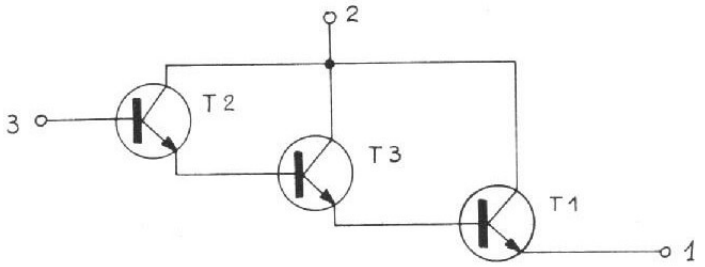


Fig. 2. – Montage classique d'un transistor de puissance NPN avec un double étage Darlington, équivalent à un transistor de puissance unique dont le gain est le produit des gains de T_1, de T_2 et de T_3 et dont l'émetteur est 1, le collecteur 2 et la base 3.

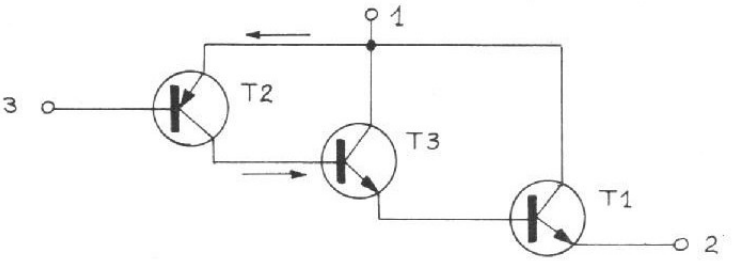


Fig. 3. – Montage équivalent à un transistor unique de puissance de type PNP, dont l'émetteur est en 1, le collecteur en 2 et la base en 3.

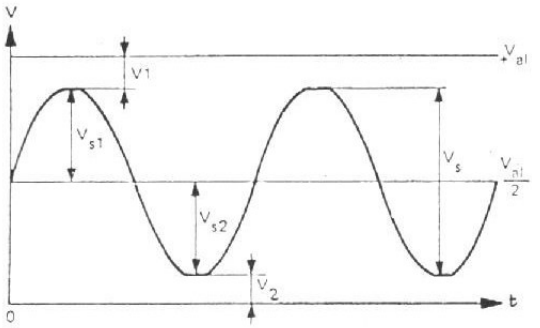


Fig. 4. – Représentation de la tension de sortie d'un étage Push-Pull série alimenté par une tension + V_{al}, lorsque le signal est au voisinage de l'écrêtage. V_1 et V_2 sont les pertes de tension dues aux transistors et aux résistances situées dans les émetteurs.

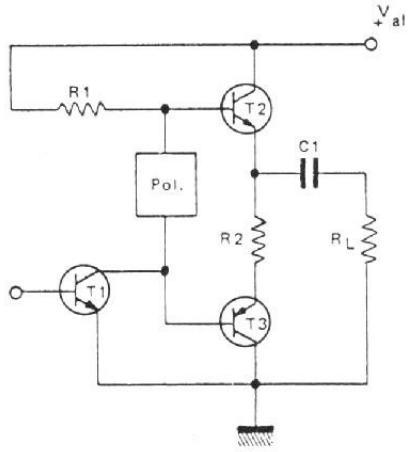


Fig. 5. – Schéma de principe d'un étage de sortie Push-Pull série ne comportant pas de Bootstrap.

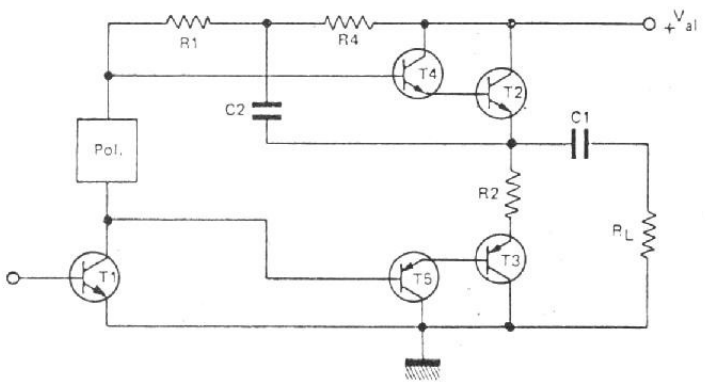


Fig. 6. – Montage Bootstrap. La capacité C_2 et la résistance R_4 permettent d'attaquer correctement à pleine puissance les transistors T_4 et T_2.

Si l'on réalise le montage de la figure 3 et qu'on l'examine sur un traçeur de caractéristiques, le réseau de courbes obtenues est exactement celui d'un transistor PNP de fort gain dont l'émetteur serait en (1), le collecteur en (2) et la base en (3).

La ressemblance de l'ensemble avec un transistor de fort gain est encore plus accentuée que dans le cas du montage de la figure 2 : dans ce dernier cas, la différence de potentiel base-émetteur est égale à la somme des tensions base-émetteur de T_1, de T_2 et de T_3. Par contre, dans le cas de la figure 3, la tension base-émetteur (entre [3] et [1]) est de l'ordre de 1,2 V, comme dans tout transistor classique au silicium comportant un Darlington.

Le transistor composite de la figure 3 est donc parfaitement identique à un PNP de puissance monté en configuration Darlington.

STABILISATION DU COURANT DE REPOS DES TRANSISTORS DE SORTIE

L'examen de la variation du courant de repos des transistors de sortie permet de mettre en évidence une des causes de distorsion du signal de sortie appelée « distorsion de raccordement ». La stabilité thermique de ce courant de repos, bien qu'elle ne soit pas très critique, doit, néanmoins, être suffisante afin qu'à la plus basse température ambiante admissible, les transistors T_8 et T_9 aient un certain courant de repos et que ce dernier ne devienne pas prohibitif quand la température ambiante atteint son maximum prévu.

Il s'agit donc de commander les bases de T_6 et de T_7 (voir fig. 1) par deux tensions en phase, de même amplitude (celle-ci devant être légèrement supérieure à celle que l'on doit obtenir en sortie) et présentant l'une par rapport à l'autre une différence de tension qui assure la polarisation des transistors dans un régime tel que le courant de repos des transistors de sortie soit correct. C'est le transistor T_3 qui fournira ces tensions d'attaque. Le décalage pratiquement constant entre le potentiel de la base de T_6 et celui de la base de T_7 sera obtenu au moyen du transistor T_2, monté de façon à ce qu'il maintienne, entre son émetteur et son collecteur une tension de l'ordre de 2,3 V, pratiquement indépendante du courant qui le traverse. La faible impédance dynamique présentée par ce transistor T_2 (de 15 à 20 Ω) fait que le même signal alternatif est appliqué aux bases de T_6 et de T_7. Cette tension est ajustable au moyen de la résistance R_7, ce qui permet de régler le courant de repos des transistors Darlington T_8 et T_9 à environ 20 mA.

L'avantage de l'utilisation d'un transistor au silicium pour obtenir cette tension de décalage est qu'en cas de variation de la température ambiante, le coefficient de température du transistor T_2 (environ – 2 mV/ °C) permet une assez bonne compensation du courant de repos de T_8 et de T_9, réalisant ainsi une stabilisation de ce dernier largement suffisante.

Le choix du courant de repos des transistors T_8 et T_9 est important : si l'on prend ce courant trop élevé, on diminue le rendement et l'on augmente l'échauffement au repos des transistors de sortie. Si l'on prend un courant de repos trop faible, on provoque de la distorsion de raccordement, particulièrement gênante à faible niveau de sortie, due au fait que, au cours de la période, les deux transistors T_8 et T_9 peuvent se trouver pratiquement bloqués en même temps. On minimise cette distorsion de raccordement en choisissant convenablement le courant de repos de ces dispositifs. Il est recommandé de fixer le transistor T_2 sur le refroidisseur commun à T_8 et à T_9. En assurant un bon contact thermique entre T_2 et l'ailette de refroidissement, on obtiendra une meilleure stabilité thermique du courant de repos des transistors de sortie.

ETAGE D'ATTAQUE

Ainsi que nous l'avons déjà indiqué, il s'agit de commander les bases des transistors T_6 et T_7 par des signaux en phase, de même amplitude, celle-ci devant même être légèrement supérieure à celle désirée en sortie. Il est évident que pour obtenir une alternance positive égale approximativement à $V_{al}/2$ aux bornes de la charge, il faut saturer l'ensemble Darlington T_6 et T_8 de la figure 1. Cela ne peut être réalisé si la tension d'attaque présente sur la base du transistor T_6 reste inférieure à V_{al} ; il faut donc avoir recours au montage « Bootstrap ».

LE MONTAGE BOOTSTRAP

L'examen du signal de sortie d'un montage tel que celui de la figure 5 permet de déter-

miner la commande nécessaire au transistor T_2. Dans ce qui suit, nous admettrons que la tension de sortie est identique à celle présente sur l'émetteur de T_2, ce qui suppose que l'impédance du condensateur C_1 demeure négligeable devant la valeur de la charge R_L. La tension de sortie, à forts signaux, est représentée sur la figure 4, dans laquelle V_{s1} et V_{s2} sont les amplitudes (respectivement positives et négatives) maximales que l'on peut obtenir en sortie, tandis que V_1 et V_2 sont les pertes de tension existant sur ces deux amplitudes par rapport à la tension d'alimentation. La tension positive V_{s1}, développée aux bornes de la résistance de charge R_L avant que l'écrêtage ne se produise, est maximale quand le transistor T_1 est bloqué ; à ce moment, l'intégralité du courant circulant dans la résistance R_1 alimente la base du transistor T_2. La valeur de ce courant base est :

$$I_{BT2} = \frac{V_{s1}}{R_L \times h_{21E(T2)}} \quad (1)$$

La différence V_1, entre la tension d'alimentation V_{al} et la tension maximale positive en sortie, est alors égale à :

$$V_1 = R_1 \, I_{B(max)} + V_{BE} \quad (2)$$

$$= \frac{R_1 \, V_{s1}}{R_L \, h_{21E}} + V_{BE} \quad (3)$$

Le raisonnement est le même en ce qui concerne l'endroit où l'alternance négative du signal de sortie commence à écrêter. La différence V_2 entre le négatif de la tension d'alimentation et la tension maximale négative en sortie est :

$$V_2 = V_{CE(sat)\,(T1)} + V_{DE(T3)} + \frac{V_{s2} \, R_2}{R_L} \quad (4)$$

La tension maximale crête-crête de sortie est obtenue en combinant (3) et (4), soit :

$$V_s = V_{al} - \frac{R_1 \, V_{s1}}{R_L \, h_{21E(T2)}} - V_{BE(T2)} - V_{CE(sat)\,(T1)} - V_{BE(T3)} - \frac{V_2 R_2}{R_L} \quad (5)$$

De ce qui précède, il apparaît clairement que l'on a tout intérêt à maintenir V_1 et V_2 aussi faibles que possible, puisque la puissance de crête disponible en sortie est proportionnelle au carré de la tension V_s.

$$P_{s(crête)} = \frac{V_s^2}{8R_L}$$

D'autre part, un montage tel que celui de la figure 5 présente certains défauts inhérents tant aux composants qu'au circuit lui-même. Tout d'abord, l'excursion de courant collecteur demandée à T_1 pour passer d'une crête positive à une crête négative est beaucoup trop importante pour que le régime de fonctionnement de ce dispositif reste dans une région à caractéristiques linéaires ; il en résulte une distorsion du signal de sortie appréciable principalement à forte amplitude de ce dernier. De plus, la chute de tension aux bornes de la résistance R_1 devient prohibitive lorsqu'on demande une grande puissance de sortie. On pourrait pallier cet inconvénient en diminuant la valeur de la résistance R_1, mais alors le courant collecteur du transistor T_1 deviendrait excessif lors des alternances négatives.

Une solution à ces problèmes consiste à utiliser, pour l'étage de sortie, une configuration Darlington. Toutefois, cette modification augmente les pertes de tension dues aux tensions base-émetteur qui sont un peu plus importantes dans le montage Darlington. En revanche, on notera une amélioration du fait que la chute de tension dans la résistance R_1, pendant l'alternance positive, sera considérablement réduite, à cause du gain élevé que procure ce type de montage.

Pour améliorer encore le fonctionnement du montage, on est conduit à utiliser la technique dite « bootstrap ». Cette dernière consiste à ajouter au montage une résistance R_4 et une capacité C_2 comme indiqué sur la figure 6. Le fonctionnement peut alors être expliqué comme suit :

La tension alternative que l'on trouve au point PM est pratiquement égale à celle que l'on applique sur la base de T_4 ; le condensateur C_2 permet d'appliquer une composante alternative égale à celle que l'on trouve en PM au point commun de R_4 et de R_1. Il y a donc, à peu de chose près, la même composante alternative à chaque extrémité de la résistance R_1 ; autrement dit, la composante alternative de tension aux bornes de R_1 est presque nulle

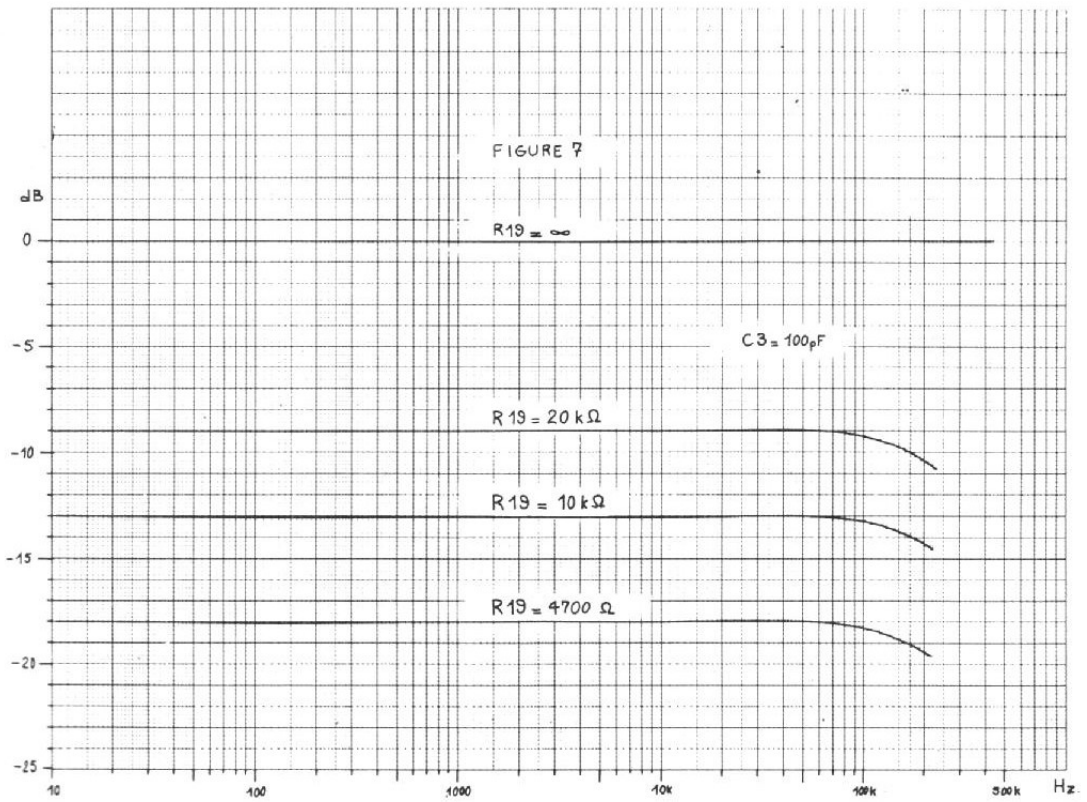


Fig. 7. – Influence de la résistance de contre-réaction R_{19} sur le taux de contre-réaction appliqué à l'amplificateur.

et le courant qui traverse cette dernière est pratiquement continu. Ceci permet d'alimenter le collecteur de T_1 par une source à courant constant, ce qui élimine le terme R_1 des équations (2), (3) et (5), et augmente considérablement l'excursion possible du signal de sortie. On peut ainsi, en particulier, amener le collecteur de T_1 à un potentiel égal à $+ V_{al}$, alors que, en alimentant directement R_1 par le $+ V_{al}$, on ne pourrait obtenir ce résultat qu'en bloquant le courant collecteur de ce transistor, il en résulte donc que les étages « Darlington » peuvent fonctionner à la saturation sans qu'il soit besoin d'avoir un courant prohibitif dans le collecteur du transistor T_1, ce qui rend possible un fonctionnement pratiquement linéaire de ce dispositif.

Pour que le circuit fonctionne convenablement, on doit choisir C_2 de telle sorte que la constante de temps R_1, R_4 et C_2 demeure beaucoup plus grande que la période de la plus basse fréquence que l'amplificateur doit transmettre.

Ce circuit présente en outre les avantages suivants :

— le réseau R_4, C_2 procure un filtrage entre la tension d'alimentation et la résistance R_1, ce qui élimine tout filtrage additionnel ;

— le temps de charge de C_4 allonge le transitoire de courant qui se produit lors de la mise sous tension, minimisant l'à-coup à ce moment.

STABILISATION ET CONTRE-RÉACTIONS

Pour que l'amplificateur puisse délivrer une puissance de sortie aussi grande que possible sans distorsion appréciable, il faut que le potentiel moyen du point PM reste stable et voisin de 24 V (voir fig. 1). On obtient cette stabilité grâce à la contre-réaction en continu appliquée à la base de T_3 depuis le point PM à travers la résistance R_6. Le réglage de celle-ci ou de la résistance R_1 permet l'ajustage du potentiel moyen de PM. La valeur de la contre-réaction amenée par cette résistance est de l'ordre de 14 dB lorsque R_6 est égale à 47 kΩ.

Une autre contre-réaction, en alternatif seulement, est appliquée à l'émetteur de T_1 par la résistance R_{19} ; la valeur de celle-ci dose le taux de contre-réaction. Les courbes des figures 7 et 8 montrent l'effet de la variation de R_{19} sur le taux de contre-réaction, sur le déphasage entre la tension d'entrée et la tension de sortie et sur l'impédance d'entrée.

Dans un certain nombre de cas, on a intérêt à diminuer la bande passante de l'amplificateur. On peut ainsi, en particulier, supprimer un accrochage haute fréquence qui peut se produire du fait de capacités parasites de câblage extérieures à l'amplificateur.

Pour réduire cette bande, il suffit de placer le condensateur de contre-réaction C_3 entre le collecteur de T_3 et l'émetteur de T_1. On peut parfaitement se passer de ce condensateur si le montage n'a pas tendance à l'accrochage, la bande passante de l'amplificateur, avec une résistance R_{19} de 10 kΩ étant alors de l'ordre de 250 kHz à – 1 dB.

Etant donné que, pour la reproduction sonore, il n'y a aucun intérêt à passer une bande de fréquence supérieure à 60 kHz à – 3 dB, on peut très bien placer systématiquement un condensateur C_3 de 100 pF ou même plus sur le montage.

COUPLAGE AUX HAUT-PARLEURS

Lorsque l'amplificateur est chargé par un haut-parleur, ou par un groupe de haut-parleurs, il peut arriver que, à fréquences élevées, l'impédance de charge varie dans une importante proportion. Il en résulte une instabilité de l'amplificateur. C'est pour se prémunir contre cette variation que l'on a ajouté, en parallèle avec la charge, le réseau R_{15}-C_6 qui compense les variations d'impédance d'un haut-parleur classique. Remarquons que, lors des essais de l'amplificateur, il faut réduire le temps pendant lequel on l'essaie à forte puissance et à fréquences élevées : la dissipation de puissance dans R_{15} peut alors être excessive. Par exemple, pour une fréquence de 16 kHz, quand la puissance fournie à la charge extérieure de 4 Ω est de 50 W, il y a environ 3 W dissipés dans R_{15}. La valeur de la capacité C_6 est fonction du ou des haut-parleurs utilisés. Elle doit être juste suffisante pour compenser la partie inductive de la charge. Une valeur trop élevée de C_6 pourrait provoquer une instabilité dans le fonctionnement de l'amplificateur.

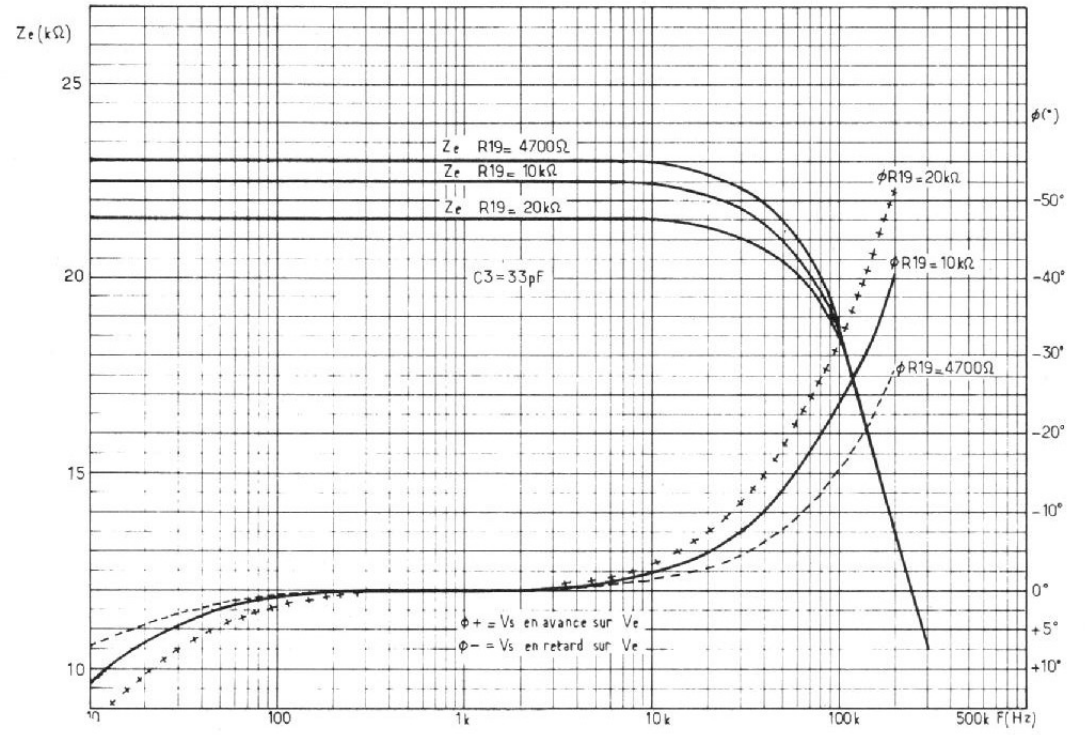


Fig. 8. – Action de la résistance de contre-réaction R_{19} sur l'impédance d'entrée de l'amplificateur et sur le déphasage entre les tensions d'entrée et de sortie, en fonction de la fréquence.

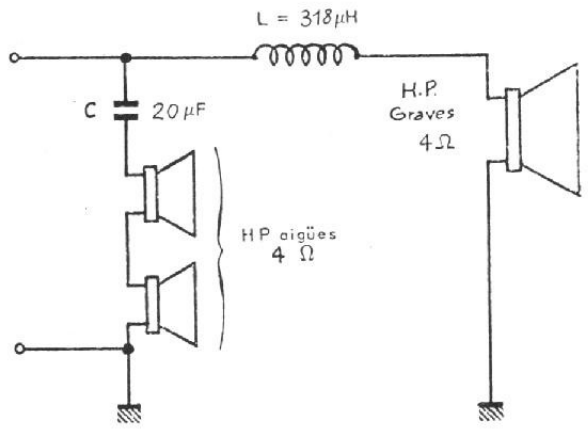
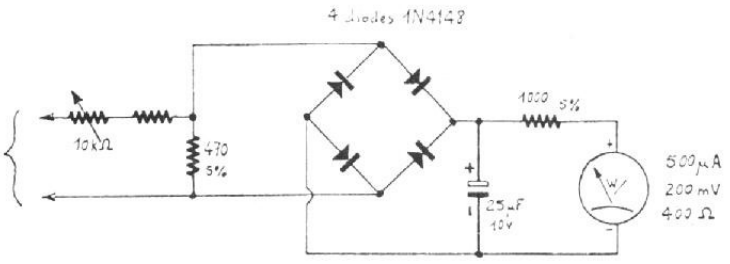


Fig. 9. – Groupement des haut-parleurs de graves et d'aigus pour que l'impédance présentée par ces derniers reste égale à 4 Ω.

Fig. 10. – Schéma du Vu-mètre.



Pour exciter un groupe de haut-parleurs, on peut adopter la solution préconisée sur la figure 9. Le bobinage L, de 318 µH et de faible résistance ohmique, et la capacité C de 20 µF (non polarisée) sont prévus pour assurer un partage de puissance entre les haut-parleurs tel que, à 2 000 Hz, il y ait la moitié de la puissance appliquée au haut-parleur de graves et la moitié aux « tweeters ». Ceux-ci doivent, en principe, totaliser 4 Ω, mais les résultats sont peu différents si les « tweeters » ne totalisent que 2 à 3 Ω.

Le bobinage à air de 318 µH est réalisé sur un mandrin rond de 20 mm de diamètre. La longueur du bobinage est de 20 mm également. L'enroulement comporte 140 spires de fil de cuivre émaillé de 10/10 mm réparties en 7 couches de 20 tours. La longueur totale du fil est d'environ 12 mètres. Le diamètre final de la bobine est d'environ 34 mm et la résistance ohmique de l'enroulement d'approximativement 0,15 Ω.

Le condensateur C est un modèle non-polarisé, puisqu'il doit transmettre un signal alternatif de part et d'autre de zéro volt. On pourra mettre en série deux condensateurs de 40 µF chimiques, les deux polarités identiques étant réunies (par exemple les deux bornes positives). Prévoir une technologie de condensateur qui permette de laisser circuler des courants de l'ordre de 5 ampères en crête.

SÉCURITÉ

Un facteur important, dont il faut tenir compte dans les caractéristiques d'un amplificateur, est son aptitude à accepter les court-circuits en sortie. Si aucune précaution n'est prise, un court-circuit de la charge, même temporaire, peut occasionner le passage de courants excessifs dans les transistors T_8 et T_9 et provoquer leur destruction, soit par second claquage (destruction instantanée), soit par élévation anormale de la température de jonction, due à une trop grande dissipation de puissance dans ces dispositifs.

On a donc introduit, dans le schéma de l'amplificateur HF 76, un système de protection constitué par deux transistors complémentaires T_4 et T_5, procédant par écrêtage des signaux d'excitation (voir fig. 1).

Lorsqu'il y a un court-circuit ou une surcharge en sortie, il circule un courant très important dans les transistors T_8 et T_9, donc également dans les résistances R_9 et R_{12}, produisant une tension aux bornes de chacune de ces résistances. Ces tensions sont appliquées sur les bases des deux transistors de protection T_4 et T_5 qui sont alors rendus conducteurs et dérivent ainsi une partie du signal d'attaque des transistors T_6 et T_7.

La paire complémentaire de protection T_4-T_5 est normalement bloquée tant que l'amplificateur n'est soumis à aucune surcharge. Dans ce cas, les signaux de commande produits par T_3 attaquent normalement les bases des transistors T_6 et T_7. Si pour une raison quelconque, le courant dans les transistors finals dépasse la limite prescrite, la tension apparaissant aux bornes de R_9 et de R_{12} prend une valeur telle qu'elle rend ces deux dispositifs conducteurs. De ce fait, les signaux de commande des transistors drivers T_6 et T_7 sont pratiquement écrêtés, et l'intensité du courant collecteur de T_8 et de T_9 reste maintenue à une valeur compatible avec les possibilités de ces transistors.

Le réglage du courant collecteur maximal des transistors de sortie, à partir duquel la limitation doit s'opérer est déterminée par la valeur des résistances R_{24} et R_{26}. Pour tenir compte de l'aire de sécurité des dispositifs de sortie, outre le courant, on fait également intervenir la tension collecteur-émetteur. Si cette dernière est élevée, la sécurité agira pour un niveau de courant plus faible que dans le cas où il n'y a que peu de tension aux bornes de T_8 et de T_9. Ce sont les résistances R_{29} et R_{30} qui prélèvent une partie de la tension V_{CE} pour l'appliquer au système de sécurité. Cette limitation commence à s'effectuer lorsque la tension base-émetteur des transistors T_4 et T_5 atteint environ 0,6 V. A titre indicatif, à une valeur de R_{24}, R_{26}, comprise entre 470 et 1 000 Ω, correspond approximativement une limitation du courant collecteur des transistors T_8 et T_9 de l'ordre de 5,5 à 5 A, ou même moins, selon la tension aux bornes des transistors de sortie (voir fig. 16).

En série dans le collecteur de T_4 et celui de T_5 se trouvent deux diodes, au germanium, D_2 et D_3. Ces dernières ont pour but de permettre aux transistors de sécurité de ne devenir conducteurs qu'uniquement lors des alternances positives pour T_4 et négatives pour T_5. En effet, quand la chute de tension aux bornes des résistances devient supérieure à environ 1 V, le transistor de sécurité (T_4 ou T_5) situé du côté bloqué de l'amplificateur, voit une tension inverse appliquée sur son collecteur. De ce fait, ce dispositif se comporte comme une diode polarisée en direct (cette diode étant la jonction collecteur-base) qui, dès qu'elle devient conducteur,

écrête le sommet du signal de commande à travers R_{23} ou R_{25}.

VU-MÈTRE

Dans certains cas, on peut avoir besoin de connaître approximativement la puissance appliquée à la charge. Le moyen le plus simple pour cela consiste à utiliser un vu-mètre. Il s'agit, en effet, d'un voltmètre alternatif gradué en puissance. Bien entendu, la puissance affichée par l'appareil n'est exacte que pour une valeur bien déterminée de l'impédance de charge : celle à partir de laquelle on a effectué l'étalonnage. La puissance de sortie s'exprime par la relation : $P_s = U^2/R_L$, U étant la tension efficace du signal présent aux bornes de la charge. La résistance de charge étant, par définition égale à 4 Ω, on peut donc étalonner le cadran en watts/4 Ω à partir de la tension efficace. Cependant, si l'on procède ainsi, du fait que P_s est proportionnelle à U^2, les niveaux de puissance affichés par l'appareil vont être plus serrés au fur et à mesure que la tension efficace augmente : autrement dit l'échelle des puissances ne sera pas linéaire. Pour remédier à cet état de chose, le schéma de la figure 10 fait travailler le pont de diodes 1N4148 à faible niveau de telle sorte que la non-linéarité amenée par les redresseurs compense en partie celle produite par la graduation en puissance.

La résistance ajustable de 10 kΩ permet de positionner l'aiguille au maximum de sa déviation pour une tension efficace d'entrée de 14,14 V. Pour l'étalonnage, on procédera à 50 Hz et par comparaison avec un contrôleur branché aux bornes des entrées.

Le tableau suivant donne la relation entre la tension d'entrée, mesurée en volts efficaces, et la puissance de sortie correspondante sur une charge de 4 Ω.

$U_{eff}/4\ \Omega$	P_s (W)	$U_{eff}/4\ \Omega$	P_s (W)
14,14	50	8,94	20
13,41	45	7,74	15
12,65	40	6,32	10
11,83	35	4,47	5
10,95	30	2,82	2
10,00	25	2,00	1

REFROIDISSEMENT DES TRANSISTORS DE L'ÉTAGE DE SORTIE

Un facteur important, dont il faut examiner avec soin les conséquences dans un amplificateur de puissance, est la température atteinte par les transistors de sortie en fonctionnement permanent. En régime établi, chaque transistor de l'étage de sortie (T_8 et T_9) dissipe, sous forme de chaleur, une certaine puissance. Celle-ci contribue à augmenter la température de jonction. Si la résistance thermique de l'ensemble jonction-air ambiant est trop élevée, cette puissance ne parviendra pas à s'évacuer totalement à l'extérieur ; l'effet peut devenir cumulatif et les transistors être détruits par échauffement exagéré.

Il est donc nécessaire de prévoir un refroidissement auxiliaire, sous forme d'un radiateur à ailettes qui, en abaissant la résistance thermique jonction-air ambiant, permet une meilleure dissipation calorifique.

Il est bien connu que, dans un amplificateur push série fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur par les deux transistors T_8 et T_9 est :

$$P_{dis(max)} \geqslant 0{,}404\ P_{s(max)}$$

Cela signifie que la dissipation simultanée des deux transistors est égale ou supérieure à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit quand :

$$P_s/P_{s(max)} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment, le rendement de l'étage de sortie est de 50 %.

Dans notre cas, la tension d'alimentation étant égale, par exemple à 48 V, nous pouvons escompter, compte tenu des pertes, une tension effective de 40 V crête à crête aux bornes de la charge ; celle-ci étant fixée à 4 Ω, cela nous permet une puissance modulée d'environ 50 W. La puissance dissipée maximale est, théoriquement, au moins égale à 40 % de $P_{s(max)}$; par précaution nous prendrons 50 %. Il y a donc à dissiper :

$$\frac{50 \times 50}{100} = 25\ \text{W}$$

Ces 25 W sont dégagés par les deux transistors T_8 et T_9 qui sont fixés mécaniquement sur le même radiateur. Si l'on admet que la résistance thermique de ce dernier est de 1,9 °C/W (cas de deux radiateurs N3 de Sescosem, par exemple), l'élévation de température du radiateur sera de :

$$T_r = R_{th\ (amb\text{-}rad)}\ P_{dis(max)}$$

soit : $T_r = 1{,}9 \times 25 = 47{,}5$ °C au-dessus de la température ambiante. Si celle-ci est de 25 °C, la température atteinte par le radiateur sera : 25 + 47,5 = 72,5 °C. Le raisonnement est identique en ce qui concerne l'élévation de température du boîtier du transistor par rapport à la température atteinte par le refroidisseur, élévation due à la présence d'une rondelle isolante en mica entre ces deux composants. La résistance thermique d'une rondelle de mica est de l'ordre de 0,6 °C/W.

Comme cette dissipation de 25 W est le fait de deux transistors (T_8 et T_9) on peut considérer qu'en fait chacun dissipe 12,5 W Nous trouvons alors une élévation de température du boîtier par rapport au radiateur de :

$$T_c = R_{th(rad\text{-}boîtier)} \times P_{dis(max)}$$

soit : 0,6 x 12,5 = 7,5 °C.

La température atteinte par le boîtier du transistor sera supérieure de 7,5 °C à celle du refroidisseur. Enfin, la température à laquelle sera portée la jonction du transistor pour la dissipation maximale est donnée par la relation :

$$T_j = R_{th\ (boît.\text{-}jonct)} \cdot P_{dis(max)}$$

La résistance thermique du transistor Darlington ESM 118 donnée par le constructeur est de 1,17 °C/W au maximum, soit :

$$1{,}17 \times 12{,}5 \# 14{,}7\ °\text{C}$$

La jonction se trouve donc portée à une température supérieure de 14,7 °C à celle du boîtier du transistor. Pour finir, la température atteinte par la jonction dans le cas où la dissipation est maximale et pour une température ambiante de 25 °C est :

$$25\ °\text{C} + 47{,}5\ °\text{C} + 7{,}5\ °\text{C} + 14{,}7\ °\text{C} = 94{,}7\ °\text{C}$$

ce qui est correct puisque la température de jonction doit toujours rester inférieure à 200 °C. Les conditions limites seront atteintes quand la température ambiante atteindra :

$$200\ °\text{C} - 94{,}7\ °\text{C} = 105{,}3\ °\text{C}$$

Le refroidisseur et ses éléments associés peuvent être

L'ENSEMBLE TF 6/76

(suite de la page 236)

p. 266, fig. 31 et 32 : les légendes ont été interverties.

N° 1539 :
p. 259, 4e col : lire 27 017 kHz au lieu de 27 027 kHz.
p. 260, 4e col : L_o. Le bobinage fourni par l'auteur compte en réalité 17 spires au primaire et 2 spires au secondaire. Accorder par 15 pF au lieu de 10 pF.
p. 265, 1re col : rappel. (voir aussi les figures 39 et 45).
a) Le 0,1 μF de découplage de l'entrée + de l'ampli III du LM 3900 N (picot 13) est remplacé par 470 pF cér.
b) Tous les 1 nF de découplage sont remplacés par 470 pF cér.
p. 266, fig. 46 : pour avoir le même sens d'action des manches que sur le codeur à transistors, utiliser la cosse de droite et non celle de gauche sur les Pot. M 25.

N° 1544 :
p. 295, fig. 5 : le fil de CAG doit rejoindre le pied de l'enroulement L_2 et non la base de T_1.

N° 1548 :
p. 296, fig. 22 : la résistance de retour de base de T_o est de 8 200 et non de 4 700 Ω.
N.B. : Contrairement aux RX4, RX5 et RX6, nous conseillons de garder 3,9 pF entre FI_1 et FI_2 pour les récepteurs FM, RX7 et RX8.
p. 301 et 303 (4e col), fig. 32 et 35 : la résistance d'entrée du filtre de bruit FM, de 27 kΩ s'avère parfois excessive et donne des troubles faisant croire à un effet de saturation. Réduire cette résistance à 4,7 kΩ.

N° 1544 et 1548 :
Les dessins des CI à l'échelle 2 sont inutiles et ont été imprimés par erreur.

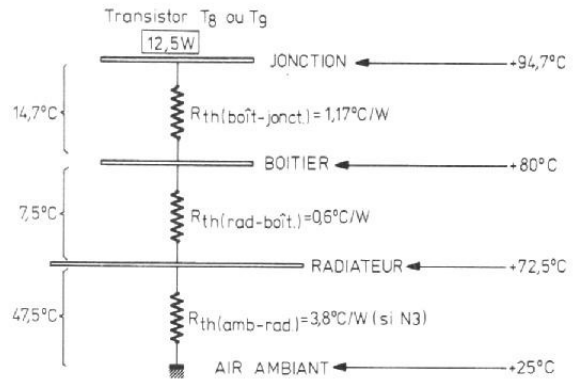


Fig. 11. – Représentation symbolique de la dissipation calorifique : les résistances thermiques sont assimilées à des résistances ; la puissance dissipée à un courant : les élévations de température à des chutes de tension.

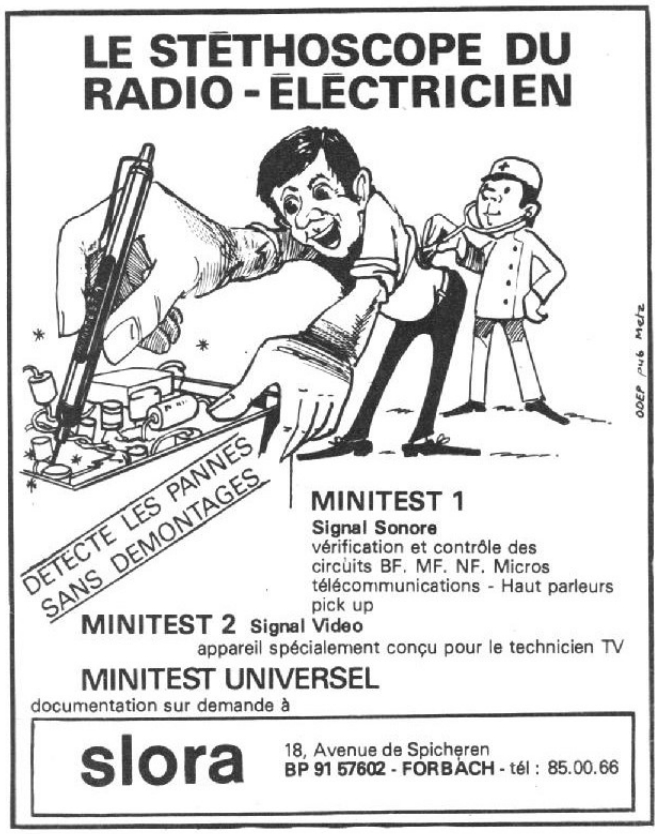
représentés par un schéma établissant une analogie entre la dissipation calorifique et la circulation d'un courant dans des résistances. Les résistances thermiques sont assimilées à des résistances électriques, la puissance dissipée à un courant et les élévations de température à des chutes de tension ; le schéma équivalent est donné figure 11.

On voit, par ce qui précède, l'importance du refroidissement des transistors de puissance. On devra maintenir les différentes résistances thermiques aussi faibles que possible, du moins celles sur lesquelles il est possible d'agir, essentiellement la résistance thermique du radiateur et celle de l'isolateur de mica situé entre boîtier et radiateur. Ce dernier sera choisi pour qu'il présente une résistance thermique égale ou inférieure à 1,9 °C/W. Il sera disposé verticalement afin que l'air chaud puisse monter et que l'air frais circule des deux côtés du radiateur. Si le refroidisseur est traité en noir mat, on obtiendra un meilleur rayonnement de la chaleur.

En améliorant la résistance thermique du radiateur, il contribuera à diminuer la température de jonction et par là même assurera au montage une sécurité de fonctionnement accrue. Pour les mêmes raisons, on enduira les deux faces de l'isolateur de mica de graisse à base d'oxyde de béryllium, pour assurer une meilleure conductibilité thermique.

Dans ce qui précède, nous avons supposé que le radiateur était unique et supportait les deux transistors T_8 et T_9 ; sa résistance thermique doit alors être 1,9 °C/W. Dans le cas du radiateur N3, ce dernier ne supporte qu'un seul transistor ; sa résistance thermique peut alors être deux fois plus élevée (3,8 °C/W) puisque la puissance à évacuer est moitié moindre. Evidemment, il faut deux radiateurs de ce type, un pour T_8 et un pour T_9. On peut également utiliser un radiateur d'impédance thermique plus faible. la sécurité de fonctionnement en sera accrue.

D. BREHAUD
(à suivre)



dispositifs électroniques

à circuit intégré TPV 63

INTRODUCTION

LE TPV 63 de Siemens est un circuit intégré micro commutateur électronique sensible au seuil et se prête bien à des applications optoélectroniques en association avec des éléments photosensibles par exemple des photodiodes.

Parmi les principales applications signalons les suivantes :

(a) barrières lumineuses pour alarmes,

(b) commutateurs par faisceaux lumineux, en automatisme,

(c) commutateurs à seuil pour détecteurs très sensibles,

(d) lecteurs de bandes de papier, etc.

Le TPV 63 branché avec une photodiode, constitue un capteur sensible à la lumière et peut produire une commutation sous des conditions particulières de luminosité.

Ces montages se montrent supérieurs à ceux utilisant des phototransistors dans le sens que la sortie peut être à charge plus puissante, par exemple 10 V sous 70 mA à l'état conducteur.

Les dimensions du TPV 63 sont réduites comme on le voit sur la figure 1.

Ce CI comprend à son intérieur deux transistors et un amplificateur opérationnel. Son schéma intérieur est donné à la figure 2.

Montage 1 :

Il s'agit d'un circuit ayant un seuil de fonctionnement de 0,4 lux sans compensation de la capacité de la photodiode. L'application est basée sur le schéma de la figure 3. Le CI est dans le rectangle pointillé.

Le branchement des broches (ou fils) est indiqué par les numéros des sorties 1 à 8. Le 2 est inutilisé. Remarquons le peu d'éléments extérieurs : la photodiode D_1, quatre résistances R_1, R_2, R_4 et R_5. Il n'y a pas de résistance R_3 dans le montage de la figure 3.

A l'intérieur du CI, le point 8 donne accès à la base du transistor Q_1, NPN, qui avec Q_2 également du type NPN, constitue un Darlington avec collecteurs au point 7 et émetteur de Q_2 au point 6 (voir aussi la figure 2).

La sortie 6 du Darlington est reliée à l'entrée non inverseuse, marquée + de l'amplificateur opérationnel. Celui-ci est accessible de l'extérieur par l'entrée 6, l'entrée inverseuse 1 et la sortie 4. On dispose également des points 5, au plus alimentation et 3 au négatif de l'alimentation unique de 5 V, dans tous les montages proposés dans la présente étude.

En partant du point 8 pour aboutir à la sortie, au point 4, on n'effectue aucune inversion, l'ensemble du CI est donc non inverseur.

Dans le montage de la figure 3, la polarisation du point 8 est assurée par la photodiode D_1 reliant ce point à la ligne positive et R_1-R_5 le reliant à la masse. De ce fait, l'entrée inverseuse 1 est également polarisée positivement au point commun de R_1 et R_5.

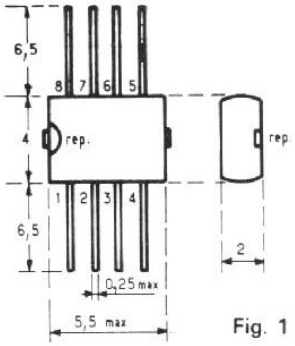


Fig. 1

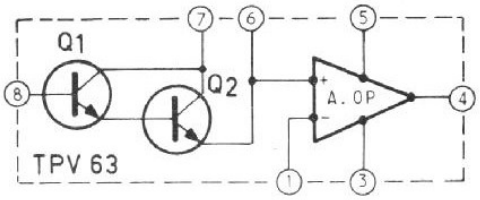


Fig. 2

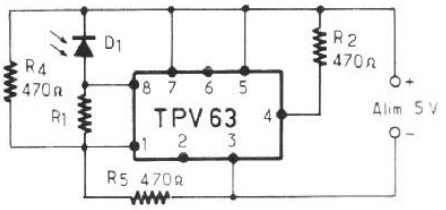


Fig. 3

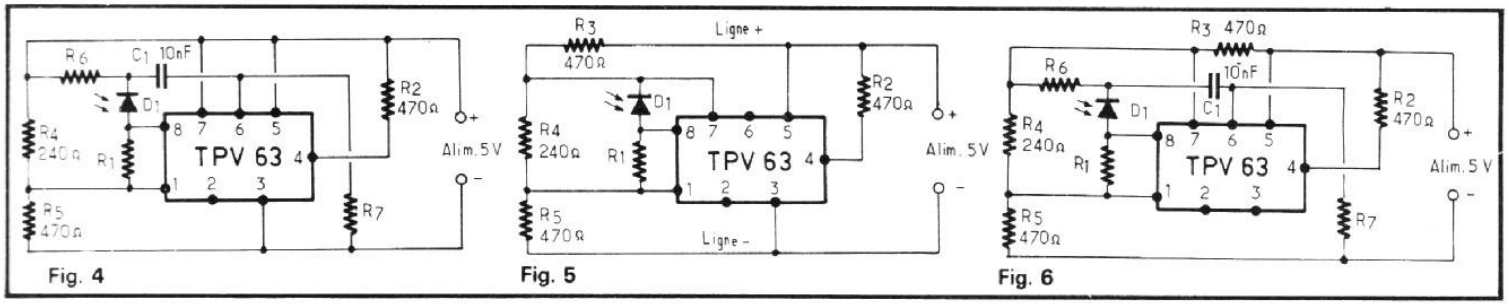


Fig. 4 Fig. 5 Fig. 6

Si aucune lumière n'est appliquée à la photodiode, d'où très faible courant dans le diviseur de tension.

La tension sur R_1 est alors pratiquement nulle. Il en résulte un courant dans la charge R_2 de 470 Ω reliée à la ligne positive.

Si, au contraire, la photodiode est exposée à la lumière, un courant passe par R_1 et cette résistance crée une chute de tension. Si celle-ci est suffisamment élevée, de 0,7 V approximativement, la tension au point 6, entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel devient plus positive que celle à l'entrée inverseuse, point 1, ce qui rend nul le courant de sortie passant par R_2.

En utilisant une photodiode BPW 32, un éclairement de 0,4 lux correspond à une résistance de 10^8 Ω environ (100 MΩ).

Remarquons le montage de la photodiode, avec la cathode au + alimentation.

L'amplificateur incorporé dans le CI fonctionne avec un courant d'entrée de 20 picoampères. Cela permet d'obtenir une haute sensibilité.

Désignons par E_v l'éclairement en lux et par f_g la fréquence la plus élevée de commutation.

Avec le montage de la figure 3, on obtient les résultats suivants :

E_v minimum (lux)	f_g maximum (Hz)	R_1 (Ω)
0,4	40	10^8
4	400	10^9
40	4 000	10^{10}

TABLEAU I

L'éclairement E_v mentionné peut être obtenu avec une lampe à filament de tungstène ayant une température de couleur de 2 856 °K.

Montage 2 :

Son schéma est donné à la figure 4. Il fonctionne avec un éclairement de seuil de 0,04 lux, correspondant à une résistance de 10^9 Ω (1 000 MΩ) de la photodiode.

En raison de la forte valeur de R_1, le courant inverse de D_1 et celui de Darlington, sont aussi faibles que possible. La tension nécessaire est de 3 V seulement et elle est obtenue à l'aide du diviseur de tension $R_3 - R_4 - R_5$. En effet, le point commun de R_3 et R_4 est relié à la cathode de la diode et aux collecteurs du Darlington point 7.

La photodiode est polarisée par 1,1 V seulement.

Avec un éclairement E_v = 0,04 lux, la fréquence maximum de commutation est de 4 Hz, R_1 étant de 1 000 MΩ. Utiliser la photodiode BPW 32.

Montage avec compensation de la capacité de la photodiode :

A la figure 5, on donne le schéma du montage. Ce schéma est différent des précédents par la capacité de compensation, C_1. Ce dispositif permet d'atteindre des valeurs plus élevées de la fréquence de commutation f_g.

Voici les résultats obtenus avec ce montage :

E_v min. (lux)	f_g max. (kHz)	R_1 (MΩ)	R_6 (MΩ)	R_7 (MΩ)
400	120	0,1	0,1	1
40	30	1	1	10

TABLEAU II

La diode recommandée est la BPW 32.

On a réalisé la compensation de la capacité de la diode et par conséquent, l'élévation de la fréquence de commutation, par les éléments R_6 et C_1 de 10 nF.

Avec R_1 de valeur très élevée : 1 000 MΩ, la fréquence de commutation la plus élevée est de 40 Hz.

C'est le montage de la figure 6 avec : R_1 = 1 000 MΩ, E_v minimum = 0,04 lux, R_6 = 22 MΩ et R_7 **enlevée.** Le seuil d'éclairement est réduit. Remarquons que la cathode de la diode BPW 32 et R_6 sont connectées au point commun de R_3 et R_4, donc à une tension inférieure à celle d'alimentation.

Autres photodiodes :

Des possibilités plus grandes peuvent être obtenues avec d'autres photodiodes. Le tableau III donne les caractéristiques de deux autres types de Siemens, ainsi que celles de la photodiode citée, la BPW 32 :

La comparaison est facile entre les trois diodes. La plus grande surface effective de la diode BPW 33 permet d'obtenir une sensibilité cinq fois plus grande. La valeur de C_1 passe à 500 pF. La tension d'obscurité est R_R = 1 V pour obtenir le courant d'obscurité I_R (dark current en anglais) spécifié à la dernière colonne du tableau III.

Les trois diodes du tableau conviennent pour les montages des figures 5 et 6, comportant une capacité de compensation. Si l'on adopte les montages sans capacité de compensation, comme ceux des figures 3 et 4, on pourra utiliser également les photodiodes suivantes : BPX 66, BPX 34, BPX 61 et BPX 65.

Leurs caractéristiques sont données au tableau IV sur lequel on remarquera les fortes photosensibilités et les forts courants d'obscurité :

Pour plus de détails concernant les applications du TPV 63, voir le document : **Composants Report 2/75 volume X N° 2 de mai 1975 de Siemens, pages 43 à 46.**

L'étude originale, en anglais, des circuits cités, est due aux auteurs suivants : **Gerhard Krause et Fritz Keiner,** ingénieurs de la **Siemens.**

Photodiode	Photosensibilité S_v en nA/lx	Capacité C_1 (pF) avec U_R = 1 V	Surface (mm²)	Courant d'obscurité I_R (PA)
BPX 63	10	80	1	5
BPW 32	10	80	1	3
BPW 33	50	500	7,5	20

TABLEAU III

Photodiode type	Photo-sensibilité S_v en nA/lx	Surface A en mm²	Courant d'obscurité I_R en pA (avec U_R=1V)
BPX 66	9	1	150
BPX 34	70	7,6	700
BPX 61	70	7,6	700
BPX 65	10	1	500

TABLEAU IV

On trouvera dans l'étude originale les brochages et les dimensions des boîtiers des photodiodes et du CI TPV 63.

DISCRIMINATEUR A DIODES LED ET CI LOGIQUES

L'électronique, par le très grand nombre de composants différents dont elle dispose, permet de réaliser des montages issus d'un choix infini de combinaisons entre deux ou plusieurs dispositifs de même nature ou de natures différentes.

Actuellement, on associe les composants optoélectroniques à tous les autres composants existants et on obtient des montages pouvant être **utiles** ou **amusants** ou les deux. Celui de la figure 7, comporte trois CI de la série CD, quatre diodes électroluminescentes LED et cinq boutons poussoirs ou autres dispositifs de commutation.

Considérons les quatre contacteurs S_1 à S_4. L'appareil permet de savoir lequel des quatre a été actionné en premier et par conséquent, a relié le point a_1 à a_4 à la ligne + 9 V. Une application qui vient immédiatement à l'esprit est un jeu de société ou chaque joueur disposerait d'un bouton poussoir. A un commandement quelconque, chaque joueur s'efforcera d'agir sur le contacteur, avant les autres joueurs.

Les LED de sortie indiqueront quel est le gagnant car seule la **LED correspondant au contact fermé en premier, s'éclairera.** Quantité d'autres applications sont possibles, comme par exemple : gagnant d'une compétition sportive, examens des réactions des individus humains et même animaux, médecine, etc.

Les CI sont des C-MOS ne nécessitant qu'une seule alimentation de 9 V, positive par rapport à la masse.

CI-1 est un Latch CD 4042 AE monté dans un boîtier rectangulaire à 16 broches de forme habituelle.

Ci-2 est un CD 4012 AE. Il est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches et contient deux opérateurs NAND à quatre entrées chacun.

CI-3 est un CD 4049 AE et contient six amplificateurs-inverseurs. Son boîtier est à 16 broches.

Les poussoirs S_1 à S_4 peuvent être d'un genre quelconque, mais il est recommandé d'adapter des modèles précis, agissant immédiatement sous l'impulsion de l'opérateur, afin que les indicateurs lumineux de sortie, décèlent les opérateurs humains les plus rapides et non les contacteurs les moins mauvais.

Par contre, si l'on voulait comparer plusieurs sortes de contacteurs, on pourrait les actionner en même temps et déterminer à l'aide des indications lumineuses de sortie, quels sont les contacteurs les plus rapides.

Voici comment fonctionne ce petit appareil « gadget » ou utilitaire, très sérieux, au point de vue technique. Tant que S_1 à S_4 sont ouverts (pas de contact) les entrées D_1 à D_4 sont ouverts (pas de contact) les entrées D_1 à D_4 du Latch CD 4042 AE ou CI-1, sont au niveau bas. En effet, D_1 à D_4 sont reliés à la masse par les résistances R_1 à R_4 de 1 MΩ chacune.

Dans ces conditions, les sorties Q_1 à Q_4 seront au niveau bas et de ce fait, les sorties Q_1 à Q_4 seront au niveau opposé, c'est-à-dire au niveau haut.

Ces quatre sorties Q sont reliées aux entrées du Nand G_1 faisant partie du CI-2, CD 4012 AE.

Cet opérateur fonctionne comme un inverseur et sa sortie point 1 sera au niveau bas. Il en sera de même des entrées du Nand G_2 points 9, 10 et 11 réunis.

Lorsqu'un Nand a au moins une entrée au niveau bas (désigné par zéro) la sortie 13, grâce à l'inversion sera au niveau haut (ou 1).

On applique le niveau haut du point 13 à l'entrée « clock » (horloge) du Latch CI-1, point 5.

De ce fait l'horloge est validée, ce qui signifie que les sorties de CI-1 suivent les instructions des entrées D. Si S_1 seul est fermé (contact entre a_1 et + 9 V), D_1 passe au niveau haut grâce à la polarisation positive effectuée par R_1 reliée au + 9 V.

Dans ces conditions, Q_1 est au niveau haut, CI-3 inverse le niveau et amène le point de sortie 2, au niveau bas. La Led 1 sera donc montée avec l'anode au + 9 V et la cathode, au niveau bas et elle s'illuminera.

En même temps, si Q_1 est au niveau haut, Q_1 se trouve au niveau bas et le point d'entrée 5 de G_1 sera également au niveau bas. La sortie de G_1 sera alors au niveau haut et celle de G_2 au niveau bas.

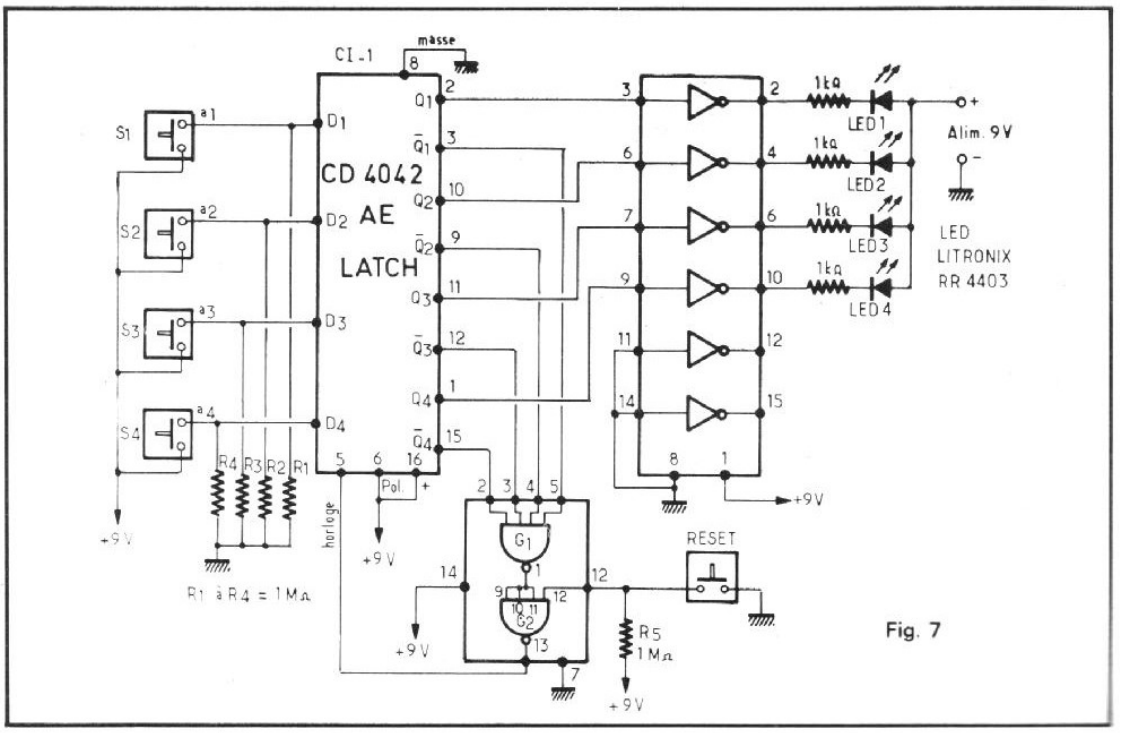


Fig. 7

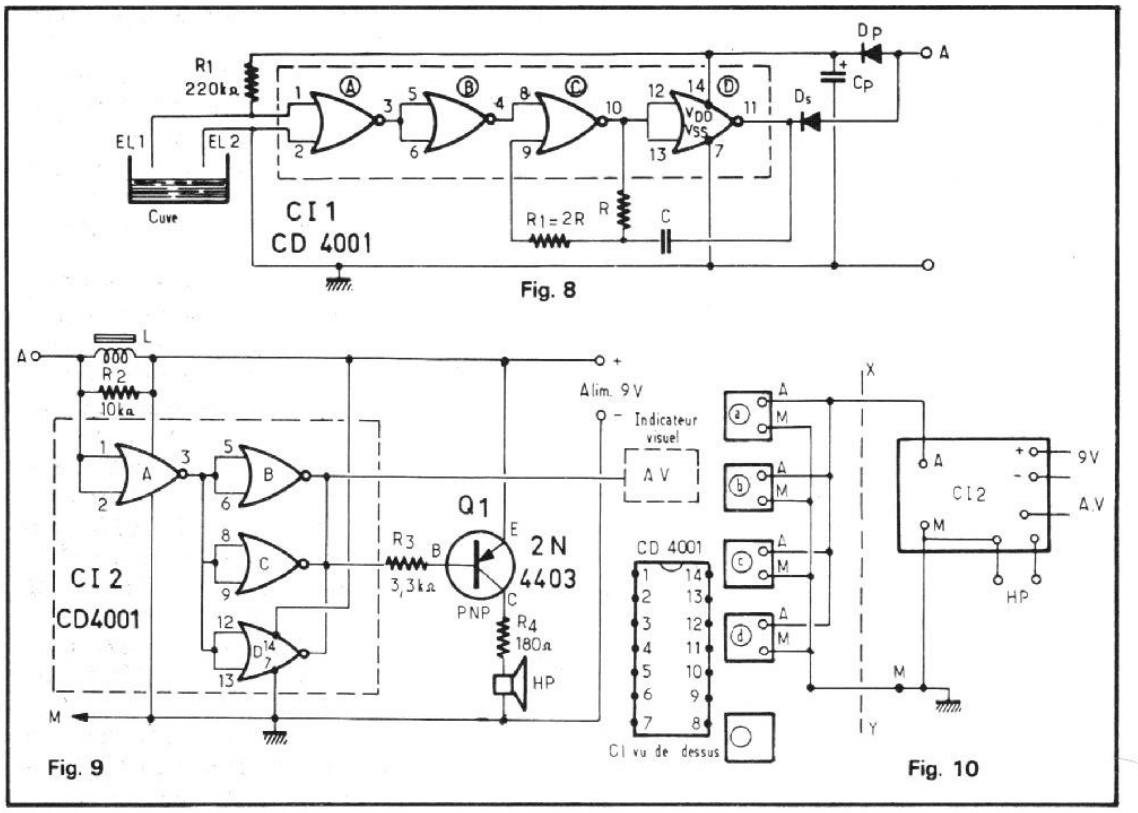
Cette sortie, point 13, étant connectée au point 5 (horloge) de CI-1, il résultera que D_2, D_3 et D_4 ne commanderont plus Q_2 Q_3 et Q_4, même si S_2, S_3 et S_4 sont fermés, après la fermeture de S_1.

Dans ces conditions, les Led 2, 3 et 4 ne s'allumeront pas. Le fonctionnement est le même si l'on suppose que c'est S_2 ou S_3 ou S_4 qui aurait été fermé avant les autres.

On remettra à l'état initial le système en fermant momentanément le contacteur Reset. Dans ce cas, le point 12 de G_2 sera au niveau haut et la sortie 13 au niveau bas, ainsi que le point 5 de CI-1.

Si S_1 à S_4 sont ouverts, Q_1 à Q_4 seront à nouveau au niveau bas et l'expérience pourra recommencer.

Au lieu de 4 circuits, on pourra en réaliser N circuits. Le Nand G_2 restera inchangé car il suffit qu'il ait deux entrées seulement, tandis que G_1 devrait comporter N entrées tout comme le Latch CI-1. Utiliser des Led Litronix RR 4403. Les C-MOS CD sont fabriqués par plusieurs fabricants dont la RCA par exemple. Le montage analysé est dû à **John French de la Western Electric**, C° de Synnyvale, Californie USA. Sa description a paru dans **Electronics (novembre 13, 1975) page 123.**



teurs de liquide soumis chacun à une action indépendante, autrement dit, l'un pour déceler la présence du liquide et un autre l'absence de liquide.

Il s'agit par conséquent de reconnaître à distance, quel est le détecteur actionné.

Cette identification sera sonore ou visuelle. Si elle est sonore, chaque détecteur donnera lieu à la génération d'un son de fréquence nettement différente de celle des autres détecteurs. Ainsi par exemple, s'il y a un nombre modéré de détecteurs, on pourra choisir des signaux aux fréquences suivantes : 25 Hz, 100 Hz, 500 Hz, 2 000 Hz, 5 000 Hz. Avec trois détecteurs seulement, on prendra par exemple 50 Hz, 500 Hz et 5 000 Hz.

L'appareil comprend deux parties. La première est représentée à la figure 8 et constitue un des détecteurs du système. Tous les autres détecteurs seront réalisés selon le même schéma, sauf en ce qui concerne les valeurs des composants R, R_1 et C qui différeront selon la fréquence choisie. Chaque détecteur se termine par les points A et M (masse) et sera connecté au circuit amplificateur commun représenté à la figure 9.

L'ensemble des détecteurs et du circuit commun est indiqué à la figure 10, en supposant qu'il y ait n circuits détecteurs.

Le détecteur accordé :

En revenant à la figure 8 on remarque à gauche, la cuve ou tout autre récipient contenant du liquide. Dans la cuve, on a disposé deux électrodes métalliques, EL_1 et EL_2.

Les extrémités de ces électrodes sont normalement au-dessus du niveau du liquide. Lorsque le niveau monte, les électrodes seront à un certain moment, en contact avec le liquide et de ce fait, une faible résistance existera entre eux. Cette modification de la résistance entre les points 1 et 2 du premier élément de CI-1 déclenchera l'avertissement sonore ou visuel.

Remarquons que l'électrode 2 et le point 2 de CI-1, sont à la ligne M, de masse et de – alimentation, tandis que l'électrode 2 et le point 2 de CI-1 sont au + alimentation par l'intermédiaire de R_1 de 22 kΩ, de la diode D_p et de la bobine L qui apparaît sur le schéma de la figure 9.

Le circuit CI-1 est un quadruple NOR (NON-OU). Chaque NOR est représenté par son contour curviligne caractéristique et le petit cercle qui indique l'inversion.

Dans un NOR, les deux entrées peuvent être aux niveaux **zéro** ou **un**, d'où quatre cas possibles : 0 0, 0 1, 1 0, 1 1. La sortie sera au niveau **zéro** ou **un**, d'après la règle suivante additive :

Entrée	Entrée	Sortie
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

ou si l'on préfère d'après les additions logiques :

0 + 0 = 0 et, inversé : 1
0 + 1 = 1 et, inversé : 0
1 + 0 = 1 et, inversé : 0
1 + 1 = 1 et, inversé : 0

Le niveau 1 de sortie ne sera obtenu que si les deux entrées (points 1 et 2) sont au niveau zéro, ce qui aura lieu, lorsque les deux électrodes seront en contact avec le liquide.

INDICATEURS DE NIVEAUX DE LIQUIDE À CIRCUITS INTÉGRÉS

Introduction :

Le niveau d'un liquide dans une cuve ou tout autre emplacement, peut présenter une très grande importance dans toutes sortes de domaines de l'activité humaine : scientifique, industrielle, utilitaire, commerciale, etc.

On s'intéressera aussi bien à la présence du liquide à son niveau et à son absence.

Dans l'appareil qui sera décrit, il y a plusieurs détec-

Le CD 4001 est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches. On indique son brochage à la figure 9. Le CI est vu de dessus avec le 1 à gauche du repère et le 14 à droite. L'élément A 1-2-3 sert de capteur (ou « senseur » ou PU). Le signal apparaissant au point 3 (niveau bas ou haut selon le cas) et appliqué au NOR élément B, points 5, 6, 7.

Les deux diodes entrées 5 et 6 sont réunies et, de ce fait, cet élément fonctionne comme inverseur.

Le signal inversé de la sortie 4 est appliqué au point 8 d'entrée du NOR C. Celui-ci associé au NOR D, constitue un multivibrateur astable, dont la fréquence d'oscillation est déterminée par les valeurs des deux résistances R, R_1 et de la capacité C, d'après la relation :

$$f = \frac{1}{1{,}4\ R\ C}$$

avec f en hertz, C en farads et R en ohms, ou encore, avec f en hertz, C en microfarads et R en mégohms, R_1 étant égale toujours à 2 R.

Le condensateur C_p sera déterminé également en fonction de la fréquence, d'après la relation empirique :

$$C_p = f_L/1\,000$$

avec C_p en farads et f_L en hertz.

La fréquence f_L est la plus basse adoptée dans le système.

On a réalisé le multivibrateur en reliant la sortie 10 de l'élément C aux deux entrées réunies 12 et 13 de l'élément D, tandis que la sortie 11 de cet élément est reliée aux points 10 et 9 par le circuit R R_1 C.

Le multivibrateur oscille s'il est **validé** par le niveau convenable du point 8 d'entrée de l'élément NOR C. Cela doit se produire lorsque les électrodes sont plongées dans le liquide. Dans ce cas, le niveau du point 1 est bas par rapport à la masse et les niveaux du point 3 et des points 5 et 6 seront hauts, tandis que le niveau des points 4 et 8 seront bas.

Si, au contraire, le niveau du liquide est au-dessous des extrémités des électrodes EL 1 et EL 2, la résistance entre les points 1 sera élevée, supérieure à 500 kΩ et le point 1 de l'élément A sera au niveau haut.

De ce fait, conformément au fonctionnement d'un NOR, indiqué plus haut, il y aura inversion d'où points 3, 5, 6 au niveau bas, points 4 et 8 au niveau haut, ce qui bloquera le multivibrateur.

Lorsque ce dernier est en oscillation, la fréquence du son correspondant pourra être calculée à l'aide de la formule donnée plus haut, que nous écrivons sous la forme :

$$RC = \frac{1}{1{,}4\,f}\ \text{seconde}$$

Soit par exemple : f = 500 Hz. On aura :

$$RC = \frac{1}{700}\quad 0{,}00142\ \text{s}$$

En prenant R = 100 000, on trouve :

$$C = \frac{0{,}00142}{100\,000}\ \text{farads}$$

ou, en nanofarads : C = 14,2 nF.

Comme la valeur de f n'a pas besoin d'être précise, on prendra C = 1,5 nF par exemple.

Pour d'autres fréquences, la détermination sera immédiate.

Par exemple, si f = 5 000 Hz, C = 1,42 nF, si f = 50 Hz, C = 142 nF ou 0,142 μF etc.

Si R est modifiée, C sera modifié en conséquence. Connaissant R, par exemple 10 kΩ, on aura R_1 = 2 R = 20 kΩ.

Passons au circuit amplificateur de la figure 9. Dans celui-ci on a utilisé également un CD 4001 de la manière suivante : les trois éléments NOR, B, C et D sont montés en parallèle et constituent un inverseur. De même, l'élément A est monté en inverseur.

On a réalisé ainsi un amplificateur du signal fourni par un multivibrateur ou par plusieurs multivibrateurs. Les points d'alimentation sont : 7 à la masse et 14 au + alimentation.

Le signal amplifié par CI-2 est transmis par la résistance de 3,3 kΩ, à la base du transistor PNP, Q_1, du type 2N 4403 monté en émetteur commun relié au + alimentation. Le HP sera disposé dans le circuit de collecteur, en série avec une résistance de 180 Ω environ, si le HP est de 2 à 15 Ω. Si l'on disposait d'un HP de plus forte impédance, s'arranger pour que la valeur totale ne dépasse pas 190 Ω, en réduisant R_4.

Il se peut en effet que l'on désire monter plusieurs haut-parleurs en série en divers endroits du local.

Liaison entre CI-1 et CI-2 :

Les points de masse seront reliés au – alimentation. Le + alimentation de CI-1 (point 14) sera relié à la bobine L et au point A par la diode D_P associée au condensateur de découplage C_p.

D'autre part, la sortie du signal du multivibrateur étant au point 11 de CI-1, ce signal sera transmis au point A d'entrée par la diode D_s (D_P et D_s sont des 1N 914).

Il en résulte que le signal apparaissant au point A sera appliqué aux points d'entrée 1 et 2 de VI-2.

Il sera arrêté par L, donc il ne sera pas transmis au + alimentation.

D'autre part C_P dérivera ce signal vers la masse. Déterminons L. Soit 50 Hz la fréquence la plus basse du système.

La formule proposée plus haut : $L = 1\,600/f_L$ donne :

$$L = 1\,600/50 = 32\ \text{henrys.}$$

Le courant maximum passant par L étant de l'ordre de 1 mA, donc très faible, la bobine L sera de faible dimensions et peu onéreuse. Il y aura toutefois intérêt, si la chose est possible, de choisir f_L plus élevée. Par exemple si f_L = 500 Hz, L sera égale à 3,2 H donc beaucoup plus faible et plus facile à réaliser.

La valeur de C_P pour chaque circuit détecteur, dépendra de la valeur de f_L et donnée par la relation $C_P = 1/(1\,000\ f_L)$.

Si par exemple f_L = 500 Hz, on aura en microfarads :

$$C_P = \frac{10^6}{10^3.500}\ \mu F = 2\ \mu F$$

Un indicateur visuel peut être branché entre les points 4, 10 et 11 réunis de CI-2 et un point d'alimentation convenable. On adoptera par exemple une LED ou une lampe miniature. L'indicateur visuel ne permettra pas de connaître quel est le niveau du liquide qui a augmenté anormalement.

Toutes sortes de variantes de ce montage peuvent être imaginées et expérimentées en partant des données suivantes :

(a) Lorsque la résistance entre les points 1 et 2 est inférieure à 100 kΩ, le point 1 sera au niveau bas.

(b) Lorsque la résistance sera supérieure à 500 kΩ le niveau de 1 sera au niveau haut.

De ce fait, tout capteur, optoélectronique, mécanique, etc., pourra remplacer la cuve et ses deux électrodes.

Un indicateur de sécheresse peut être imaginé en supprimant l'élément B de CI-1, donc en reliant le point 3 au point 8. Cet appareil a été décrit par **F.E. Hinkle,** de l'Université de **Texas,** dans **Electronics** (décembre 11, 1975, page 116).

F. JUSTER

LES MONTRES ELECTRONIQUES

marc ferretti

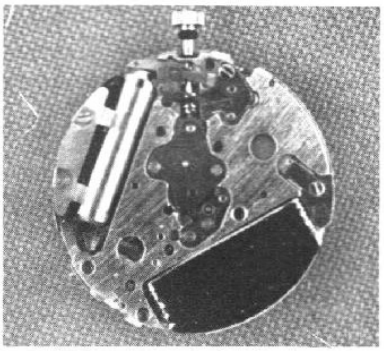
(Suite voir N° 1548)

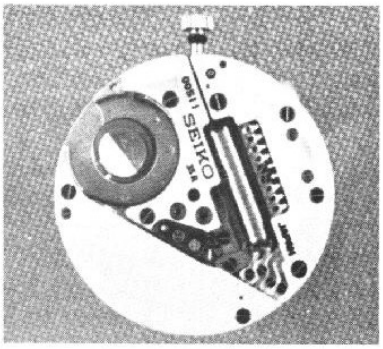
L'HISTOIRE de l'horloge est divisée en trois grandes périodes, la plus longue, couvre quelques 6 000 années et s'achève au XIIIe siècle ; on y utilisait des cadrans solaires ou des horloges à eau. L'horloge mécanique vit le jour au cours de la seconde période qui s'étend sur 400 ans jusqu'à la seconde moitié du XVIIe siècle. Enfin l'horloge à pendule et la montre à balancier ont connu un important développement au cours des trois derniers siècles : cette montre mesure le temps en comptant des oscillations isochrones ; tout le travail de l'ingénieur a été d'améliorer la précision du phénomène mesuré et de l'instrument de mesure lui-même.

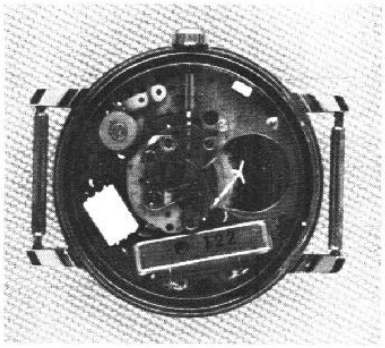
C'est au cours des années 1960 que furent reconnues les limites de précision des montres mécaniques. Malgré l'amélioration de la qualité des matériaux et des techniques de fabrication, il n'était guère possible d'améliorer la précision des montres mécaniques. Seule l'électronique permettait d'accroître la précision : la précision est en effet d'autant plus grande que la fréquence des oscillateurs servant de base de temps est élevée.

LA MONTRE A QUARTZ

Les impératifs d'encombrement, de robustesse et de prix rendent utilisable le résonateur à quartz pour des fréquences de travail au moins égales à 10 kHz. Comme il est hors de question d'entraîner une mécanique d'affichage à une telle cadence, on s'est résigné à introduire une division de fréquence par voie électronique. Le nombre d'étages binaires du diviseur croît comme le logarithme du rapport de division, ce qui demande quinze étages de quatre transistors chacun au moins pour ramener à 1 Hz la fréquence d'un barreau de 32 768 Hz. En ajoutant le circuit d'entretien du quartz et, à l'autre extrêmité, la mise en forme et l'amplification du signal de commande pour le système d'affichage, on



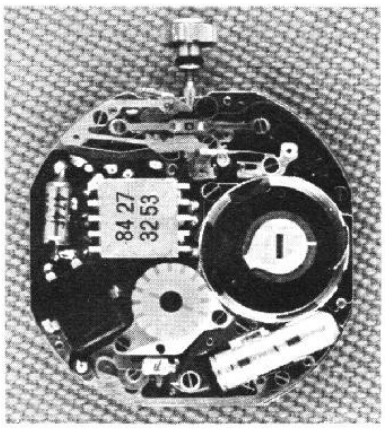


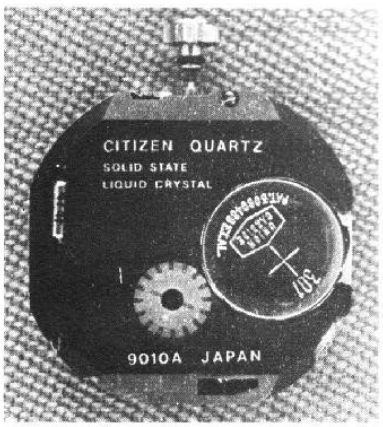


Photos 6. – Voici trois types de montres électroniques : .

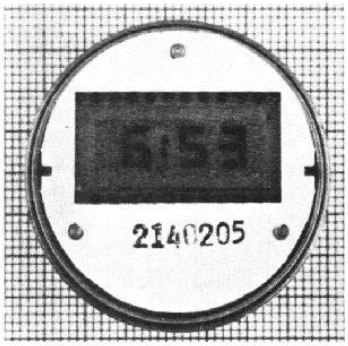
a) les montres analogiques affichent l'heure au moyen d'aiguilles : c'est le cas du mouvement Seiko 35...

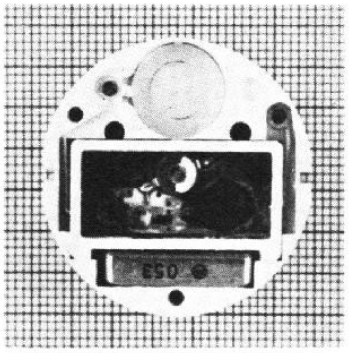
b) ... ou Bifora B12. Au centre on reconnaît le moteur et le rouage. La pièce marquée « 122 » est un quartz Motorola travaillant à 32 768 Hz.



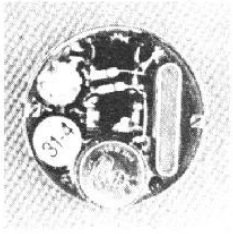


c) Dans la classe des montres digitales, voici celles à cristaux liquides : la montre Citizen, vue arrière avec et sans capot, et vue avant...

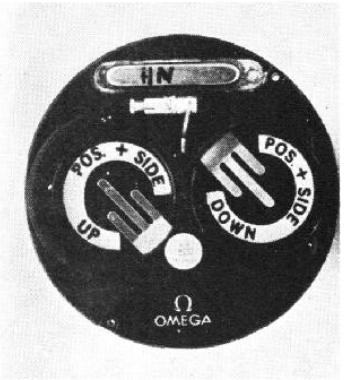


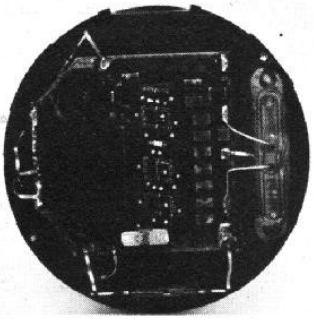


d) ... un module utilisé par plusieurs marques dont Maty...

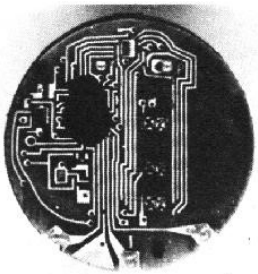


e) ... et un module de montre de dame utilisé par Nepro et Herma.

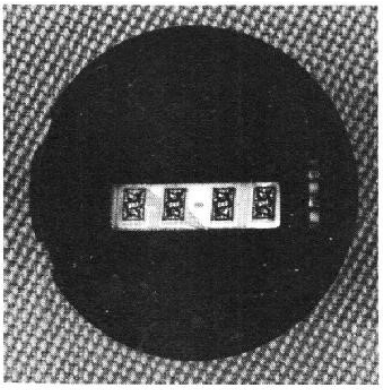




f) Dans la gamme des montres digitales à affichage luminescent, voici un module Omega...



g) ... le module Hughes...



h) ... et le module Novus.

(clichés Cetehor)

dépasse rapidement la centaine de transistors. Pour passer au stade de la montre-bracelet, il fallait impérativement que les circuits électroniques réduisent leur volume et leur consommation. Cette réduction a été obtenue grâce aux circuits monolithiques intégrés.

Les différentes fonctions d'une montre électronique apparaissent dès lors : base de temps (oscillateur - entretien - diviseur), comptage et affichage.

On trouve des montres à affichage mécanique, généralement par aiguilles. Ces aiguilles sont actionnées soit par un moteur synchrone (montres d'automobile) soit par un moteur pas-à-pas avançant d'une fraction de tour par impulsion d'une seconde. Une architecture classique de micromoteur est celle d'un équipage portant une bobine et une ancre ; la bobine se trouve dans un champ magnétique et un courant qui la traverse provoque une force par interaction électrodynamique. Un tel système possède un rendement relativement élevé (30 %), mais ce rendement ne tient pas compte de celui de l'échappement inversé nécessaire pour la transformation du mouvement du moteur en un mouvement de rotation.

L'échappement inversé est éliminé dans les moteurs pas-à-pas rotatifs ; une interaction électromagnétique y est créée entre des bobines fixes et un rotor portant des aimants. La simplicité mécanique de cette solution, couplée avec la disponibilité de matériaux magnétiques nouveaux, contenant des « TERRES RARES » (aimants en samarium-cobalt), rendent cette solution très attrayante.

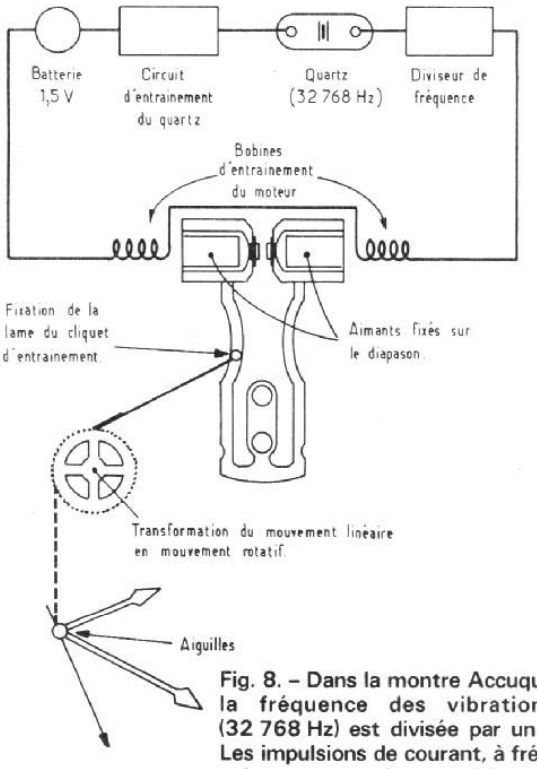


Fig. 8. – Dans la montre Accuquartz de Bulova, la fréquence des vibrations du quartz (32 768 Hz) est divisée par un circuit intégré. Les impulsions de courant, à fréquence réduite, agissent sur un diapason faisant office de micromoteur pas-à-pas. La fréquence du diapason-moteur est de 341,3 Hz ; le diapason est actionné par deux bobines.

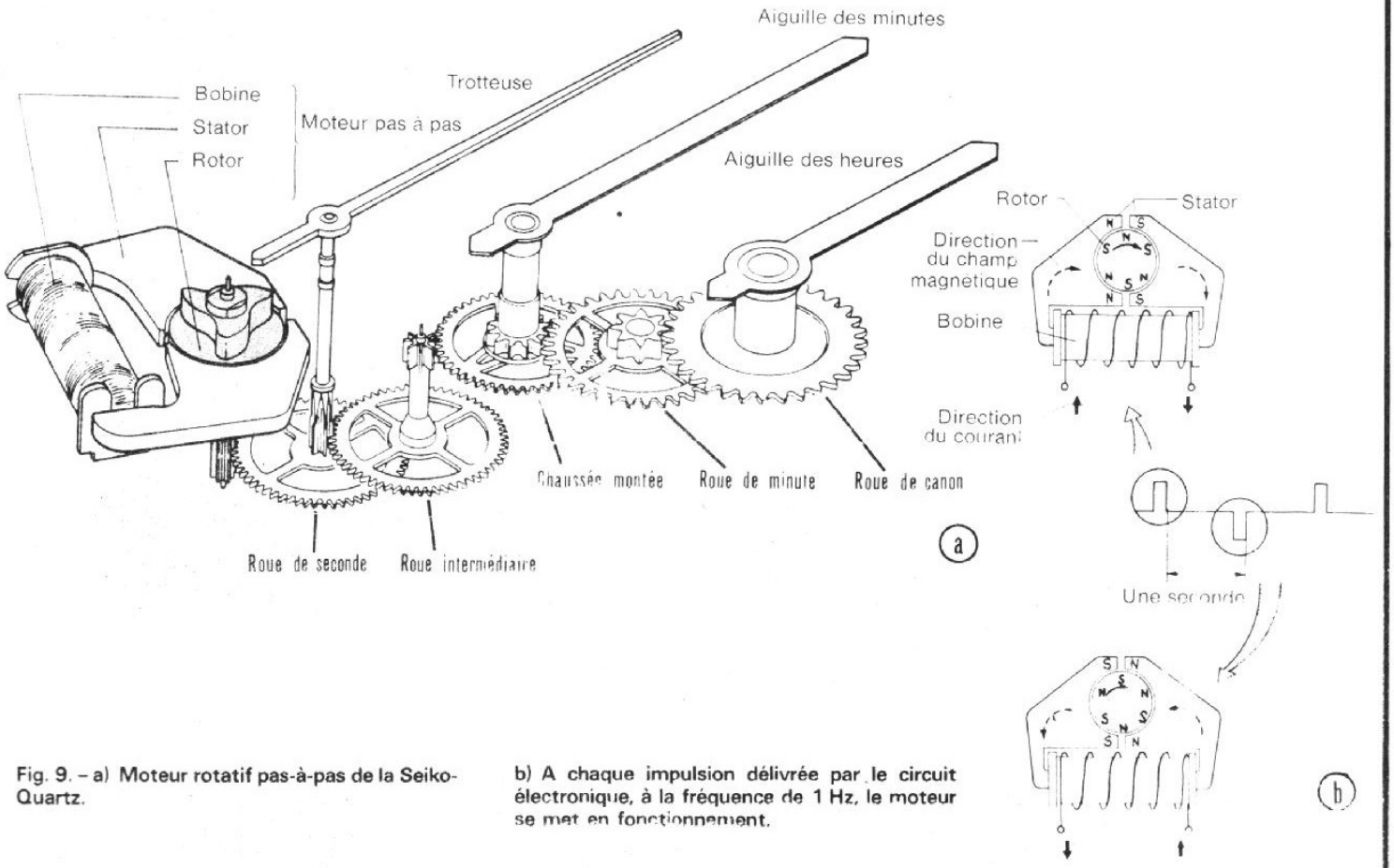


Fig. 9. – a) Moteur rotatif pas-à-pas de la Seiko-Quartz.

b) A chaque impulsion délivrée par le circuit électronique, à la fréquence de 1 Hz, le moteur se met en fonctionnement.

LA MONTRE NUMÉRIQUE

L'autre famille de montres à quartz est celle des affichages numériques. Dans ces montres, l'organe de comptage est purement électronique. Les informations issues du compteur sont mises en mémoire dans un registre analogue à celui des machines à calculer ; ensuite, les informations binaires stockées dans ce registre sont traduites par un décodeur en un système de tensions électriques appliquées aux électrodes de l'afficheur.

C'est en 1970 que l'on a vu apparaître la première montre-bracelet à diodes électroluminescentes et affichage numérique (le premier modèle Pulsar de Hamilton). L'écran d'affichage, dans les montres électroluminescentes, peut être constitué d'une matrice de points, ou de symboles plus simples à sept segments.

Les diodes électrolumines-

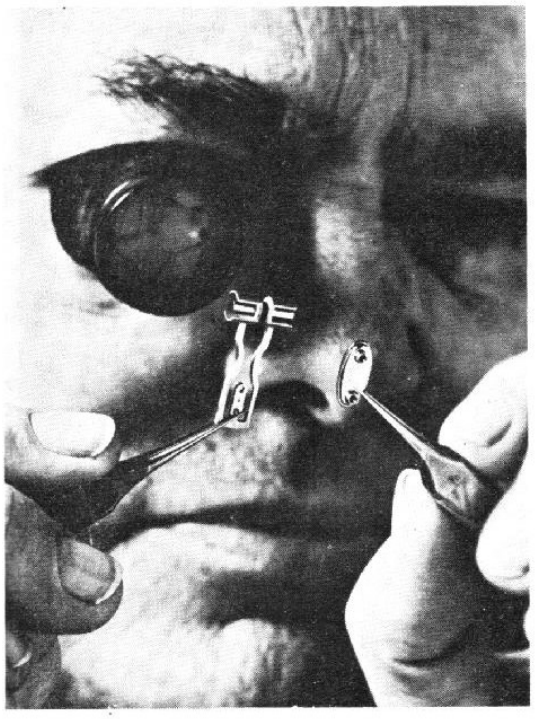


Photo 7. – Le micromoteur à diapason et le quartz de l'Accuquartz de Bulova.

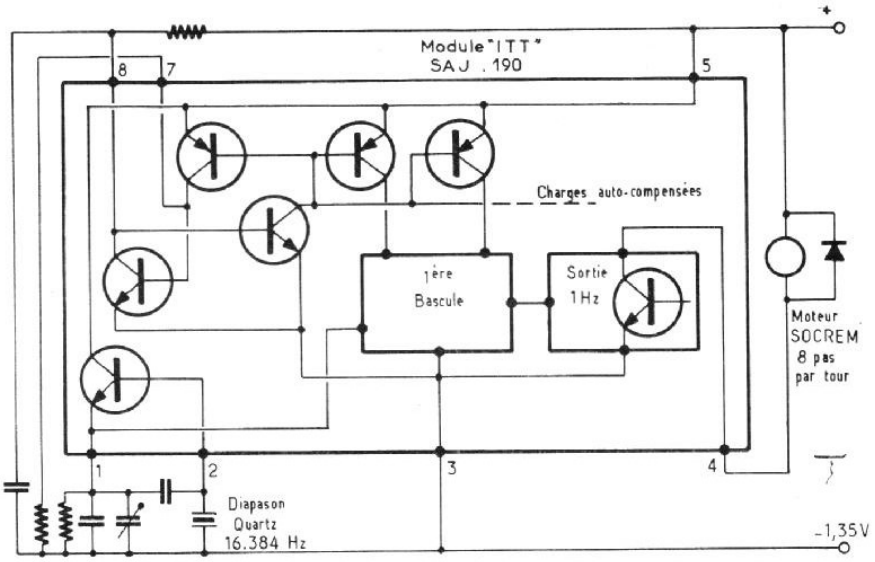
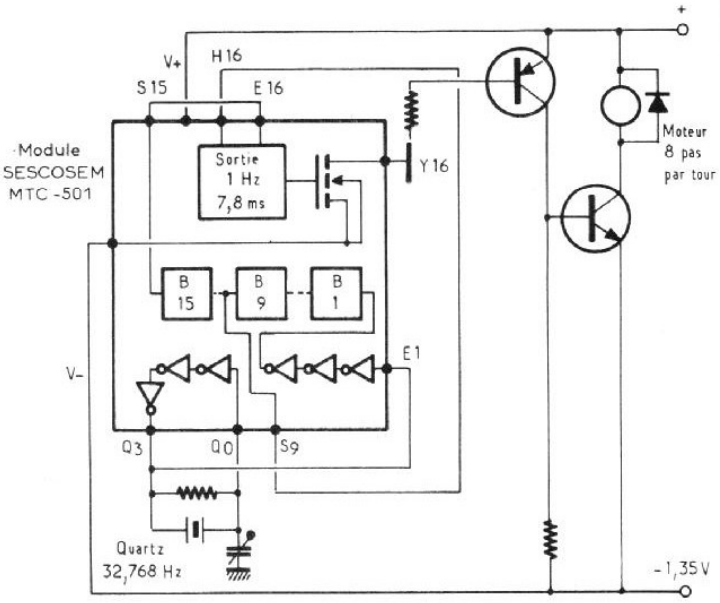


Fig. 10. – Le 19 mars 1972, le Cetehor présentait à Besançon deux prototypes de montres à quartz.

a) La première montre utilisait un diapason Lip à 16 384 Hz et un module électronique Intermétall à circuits bipolaires.

Photo 8. – Deux types d'affichage numérique : à diodes électroluminescentes et à cristaux liquides. (cliché Hughes Aircraft Co).



b) Dans la seconde, les oscillations étaient fournies par un barreau oscilloquartz fonctionnant à 32 768 Hz. Le diviseur de fréquence, en technologie MOS complémentaire, provenait de Sescosem.

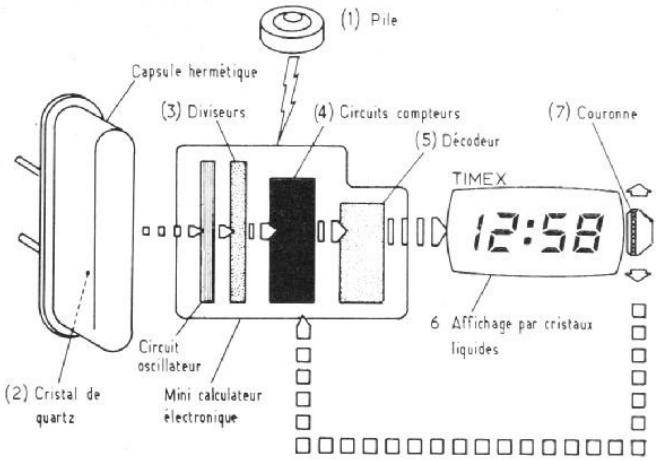


Fig. 11. – Un exemple de montre numérique : le modèle SSQ de Timex, le quartz vibre à 32 768 Hz. Les circuits électroniques, avec 15 étages de diviseurs binaires, réduisent cette fréquence à 1 Hz. Les circuits compteurs accumulent les pulsations de 1 Hz et les convertissent en heures, minutes, secondes. Le décodeur transforme les informations de temps binaires en impulsions électriques. L'affichage se fait par 22 segments à cristaux liquides qui indiquent en permanence les heures et les minutes.

centes émettent, le plus souvent dans le rouge ; il est possible de réaliser des diodes travaillant dans le jaune ou le vert ; cependant plus la longueur d'ondes est faible, plus la bande interdite, caractérisant le semi-conducteur, est large : la chute de potentiel électrique dans l'affichage est d'autant plus importante que la longueur d'ondes est basse et la durée de vie des piles en est d'autant plus réduite.

Le problème de durée de vie des piles a toujours été le problème essentiel posé par l'emploi des diodes électroluminescentes : la consommation importante des diodes oblige à prévoir un allumage sur commande pendant une durée limitée. Ainsi l'action sur le poussoir d'affichage permet la lecture des heures et minutes pendant une durée de 1,5 à 2 secondes ; si la pression est maintenue, l'affichage des heures et minutes disparaît au bout de ce temps, et est remplacé par celui des secondes qui clignote à la fréquence de 1 Hz : ce mode de fonctionnement est rencontré, par exemple, dans le module WM01 de Novus. Dans d'autres cas (module ICM7200 d'Intersil), le fait d'appuyer deux fois sur le poussoir d'affichage place la montre en mode d'affichage du jour et de la date, pendant 1,25 à 1,5 seconde ; en appuyant trois fois sur le poussoir, on fait apparaître les secondes pendant une durée relativement longue (50 à 60 secondes).

La première montre à cristaux liquides a été annoncée par Seiko, en 1971. Depuis, bien d'autres sont apparues : c'est que la consommation en énergie électrique des cristaux liquides est extrêmement faible ; par contre, la lecture dans l'obscurité est impossible sans l'apport de lumière extérieure.

Une cellule d'affichage à cristaux liquides se présente sous forme d'un sandwich formé d'une couche fine de cristaux liquides emprisonnée entre deux plaques de verre hermétiquement collées (fig. 12). Des électrodes transparentes sont déposées sur la face des verres en contact avec les cristaux liquides.

Deux modes d'excitation des cristaux liquides sont possibles. En premier lieu, la diffusion dynamique ; dans la phase non excitée, la lumière incidente est réfléchie simplement par un miroir placé à l'arrière de l'écran ; dans la phase excitée, les molécules de cristaux liquides changent d'orientation et la lumière incidente est diffusée ; l'écran apparaît translucide, l'information est donc affichée en blanc laiteux avec un contraste relativement faible. L'autre mode utilise des cristaux liquides à effet de champ : la cellule d'affichage est munie de deux polariseurs ; dans la phase non-excitée, la lumière est réfléchie par le miroir ; dans la phase excitée, la lumière est absorbée par le polariseur inférieur : les cristaux liquides deviennent opaques et l'information apparaît en noir sur fond éclairé gris, avec un bon contraste. Les montres Longi-

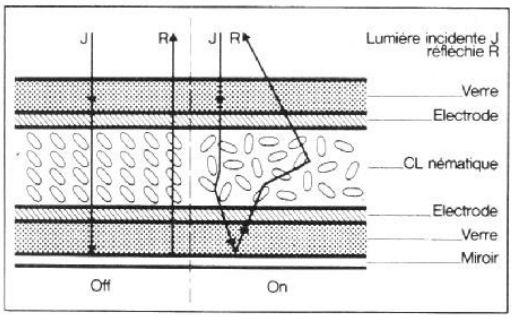
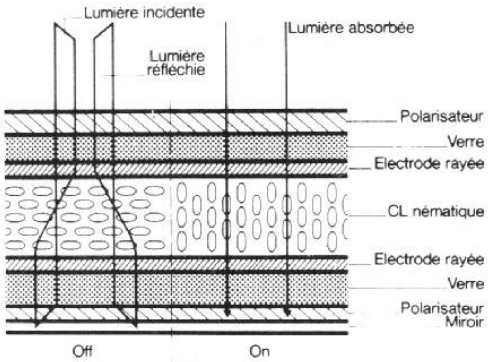


Fig. 12. – a) **Affichage par cristaux liquides à effet de diffusion dynamique.**



b) **Affichage par cristaux liquides à effet de champ.**

nes et Ebauches utilisent ces cristaux liquides à effet de champ qui ont rapidement été adoptés par de nombreuses autres marques : Microma, Arctos, Jaz.

La firme suisse Ebauches a étudié et présenté à la foire de Bâles, en 1973, une montre à affichage électrochrome dont l'une des caractéristiques plus spectaculaires est l'indication de l'heure sur des fonds de différentes couleurs. Comme dans les autres types d'affichage, chaque chiffre est formé par l'association de segments qui se colorent lorsqu'ils sont soumis à une excitation électrique ; ils restent colorés tant qu'une autre impulsion, de polarité inverse, n'aura pas été injectée sur le matériau électrochrome. Une montre électrochrome ne consomme de l'énergie qu'au moment où l'information affichée est modifiée : elle consomme donc très peu d'énergie ; mais, bien entendu il ne faudra pas s'aviser d'afficher les secondes de manière continue.

(à suivre)

Marc FERRETTI

Photo 9. – Bowmar a été l'un des tous premiers constructeurs de calculateurs électroniques bon marché. Aujourd'hui, cette firme se lance dans l'industrie des montres électroniques et introduit la microplaquette « 101 » d'affichage alphanumérique en phospho-arséniure de gallium.

les étonnantes possibilités de la mémoire

J'étais loin de me douter, en arrivant chez mon ami B.O. Borg, que j'allais être le témoin d'un spectacle vraiment extraordinaire et décupler ma puissance mentale.

Il m'avait fait venir à Stockholm pour parler aux Suédois de Pasteur et de nos grands savants français et, le soir de mon arrivée, après le champagne, la conversation roula naturellement sur les difficultés de la parole en public, sur le grand travail que nous impose à nous autres conférenciers la nécessité de savoir à la perfection le mot à mot de nos discours.

B.O. Borg me dit alors qu'il avait problabement le moyen de m'étonner, moi qui lui avais connu, lorsque nous faisions ensemble notre droit à Paris, la plus déplorable mémoire.

Il recula jusqu'au fond de la salle à manger et me pria d'écrire cent nombres de trois chiffres, ceux que je voudrais, en les appelant à haute voix. Lorsque j'eus ainsi rempli de haut en bas la marge d'un vieux journal, B.O. Borg me récita ces cent nombres dans l'ordre dans lequel je les avais écrits, puis en sens contraire, c'est-à-dire en commençant par les derniers. Il me laissa aussi l'interroger sur la position respective de ces différents nombres : je lui demandai par exemple quel était le 24e, le 72e, le 38e, et je le vis répondre à toutes mes questions sans hésitation, sans effort, instantanément, comme si les chiffres que j'avais écrits sur le papier étaient aussi inscrits dans son cerveau. Je demeurai stupéfait par un pareil tour de force et je cherchai vainement l'artifice qui avait permis de le réaliser. Mon ami me dit alors : "Ce que tu as vu et qui te semble extraordinaire est en réalité fort simple : tout le monde possède assez de mémoire pour en faire autant, mais rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté."

Il m'indiqua alors le moyen d'accomplir le même tour de force et j'y parvins aussitôt, sans erreur, sans effort, comme vous y parviendrez vous-même demain.

Mais je ne me bornai pas à ces expériences amusantes et j'appliquai les principes qui m'avaient été appris à mes occupations de chaque jour. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité mes lectures, les conférences que j'entendais et celles que je devais prononcer, le nom des personnes que je rencontrais, ne fût-ce qu'une fois, les adresses qu'elles me donnaient et mille autres choses qui me sont d'une grande utilité. Enfin je constatai au bout de peu de temps que non seulement ma mémoire avait progressé, mais que j'avais acquis une attention plus soutenue, un jugement plus sûr, ce qui n'a rien d'étonnant puisque la pénétration de notre intelligence dépend surtout du nombre et de l'étendue de nos souvenirs.

Si vous voulez savoir comment obtenir les mêmes résultats et acquérir cette puissance mentale qui est encore notre meilleure chance de réussir dans la vie, priez B.O. Borg de vous envoyer son intéressant petit ouvrage documentaire "Les Lois éternelles du Succès" ; il le distribue gratuitement à quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici son adresse : B.O. Borg, chez Aubanel, 6, place Saint-Pierre, Avignon. Le nom Aubanel est pour vous une garantie de sérieux. Depuis 225 ans, les Aubanel diffusent à travers le monde les meilleures méthodes de psychologie pratique.

E. BARSAN

BON GRATUIT

à découper ou à recopier et à adresser à :

B.O. Borg, chez AUBANEL, 6, place Saint-Pierre, 84028 Avignon, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé "Les Lois éternelles du Succès".

NOM ..... PRENOM .....

N° ..... RUE .....

CODE POSTAL ..... VILLE .....

AGE ..... PROFESSION .....

BOBINAGES ET CONDENSATEURS EN COURANT ALTERNATIF

(Suite voir N° 1548 et N° 1553)

UN PETIT RAPPEL

RAPPELONS très brièvement ce que nous avons vu sur le sujet.

Nous considérons une tension alternative sinusoïdale, exprimée par :

$$e = e_M \sin(\omega t)$$

où e_M est la tension de crête, qui est 1,41 fois plus grande que la tension dite « efficace » (tension continue qui, dans un même résisteur, dissipe une puissance constante égale à la puissance moyenne dissipée dans ce résisteur par la tension alternative). Le terme ω est là pour que le sinus porte sur un angle en radians, il s'exprime en radians par seconde, il vaut le produit de la fréquence par 2π, soit 314 radians/seconde pour le 50 Hz du secteur.

Sous l'influence de cette tension, un bobinage dont le coefficient de self-induction est L (en Henrys) est traversé par un courant alternatif sinusoïdal, dont l'amplitude est proportionnelle à celle de la tension aux bornes du bobinage. Il est en retard d'un quart de période sur la tension, passant par son maximum quand la tension repasse par zéro en redescendant. Le rapport constant de la tension efficace aux bornes du bobinage à l'intensité efficace qui traverse ce bobinage est analogue à une résistance, on l'appelle l'« impédance » ; elle vaut $L\omega$ (variable avec la fréquence).

Sous l'influence de cette même tension alternative, un condensateur de capacité C est traversé par un courant alternatif sinusoïdal, en avance de phase d'un quart de période par rapport à la tension aux bornes. Le rapport constant entre la tension efficace aux bornes du condensateur et l'intensité efficace passant dans ce condensateur du fait de cette tension est analogue à une résistance. On le nomme « impédance » du condensateur, il vaut $1/C\omega$.

SI L'ON PASSE DE L'INTENSITÉ À LA TENSION

On peut tout aussi bien considérer que l'on fixe la valeur de l'intensité efficace qui passe dans un bobinage ou dans un condensateur et chercher la valeur de la tension efficace aux bornes de l'élément.

Partons du cas du résisteur, nettement plus simple.

Un résisteur de résistance R, parcouru par une intensité alternative sinusoïdale exprimée par :

$$i = i_M \sin(\omega t)$$

fait apparaître à ses bornes une tension qui vaut :

$$R\,i = R\,i_M \sin(\omega t)$$

parfaitement en phase avec la tension, passant par son maximum en même temps qu'elle, par zéro en même temps que la tension.

On se souvient qu'une façon simple de représenter visuellement la chose, était d'utiliser un tourne-disque dont on projette sur le mur l'ombre de son plateau.

Sur ce plateau (fig. 1), nous avons posé deux objets A et B, alignés avec le centre 0.

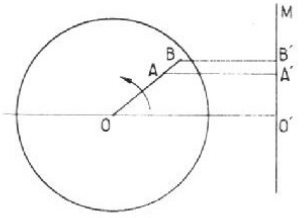


Fig. 1. – Nous utilisons ici la méthode de l'ombre des objets posés sur un tourne-disque (qui tourne à l'envers !) pour figurer la variation dans le temps d'une tension sinusoïdale O'B' et de l'intensité correspondante O'A' dans un résisteur, car la tension et l'intensité sont alors en phase.

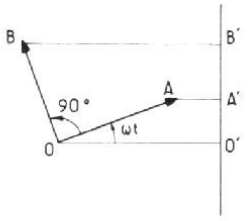


Fig. 2. – Il s'agit maintenant du passage d'un courant dans un bobinage, la tension aux bornes de L est en avance de 90° par rapport à l'intensité, on la représente par la projection (l'« ombre ») O'B' de OB, perpendiculaire à OA dont l'ombre O'A' figure la variation de l'intensité.

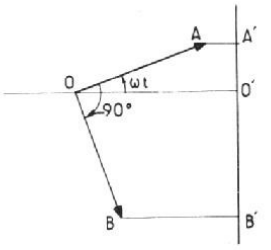


Fig. 3. – Dans le cas où l'on envoie un courant sinusoïdal dans un condensateur, la tension aux bornes de ce dernier est en retard de 90° sur la tension : nous la représenterons par l'ombre O'B' de OB, perpendiculaire à OA dont l'ombre O'A' figure la variation de l'intensité dans le condensateur.

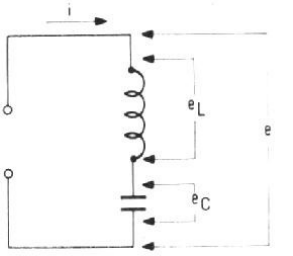


Fig. 4. – L'intensité alternative i passe maintenant dans un bobinage L, aux bornes duquel il y a une tension e_L et dans un condensateur C, aux bornes duquel la tension est e_C.

Leurs ombres, A' et B', se projettent sur le mur M, comme l'ombre O' de O. Lorsque le plateau tourne, on voit bien les deux ombres décrire deux mouvements sinusoïdaux de part et d'autre de O', qui reste fixe. Les mouvements sont en phase et les deux ombres A' et B' passent en même temps par O'.

On peut dire, par exemple, que l'ombre A' représente, par son mouvement, la variation de l'intensité en fonction du temps, le mouvement de l'ombre B' représentant la variation de la tension en fonction du temps.

Si cette même intensité passe dans un bobinage, la tension aux bornes de ce dernier sera en avance de phase d'un quart de période par rapport à l'intensité (puisque l'intensité est en retard par rapport à la tension). Sa valeur de crête sera égale à la valeur de crête de l'intensité multipliée par $L\omega$.

Nous pourrons donc représenter les variations de l'intensité et de la tension par les mouvements des ombres des points A pour l'intensité et B (fig. 2) pour la tension aux bornes du bobinage.

Il faut donc considérer que toute la figure formée par les segments OA et OB, qui restent perpendiculaires l'un à l'autre, tourne autour de O avec la vitesse angulaire ω. Cette figure est, en quelque sorte, posée sur le plateau du tourne-disque, ce dernier tournant régulièrement (mais dans un sens un peu anormal puisque, vu d'en haut, il tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre).

Si c'est dans un condensateur que passe le courant, la tension sera en retard sur l'intensité, puisque, quand on a étudié le condensateur, on a trouvé une intensité en avance sur la tension.

On voit alors (fig. 3) que, par rapport au segment OA dont la projection symbolise l'intensité, le segment OB est en retard, décalé de – 90°. Sa longueur est celle de OA multipliée par l'impédance du condensateur, soit :

$$1/C\omega$$

UN BOBINAGE ET UN CONDENSATEUR

Nous supposons maintenant que nous plaçons en série un bobinage dont le coefficient de self-induction est L et un condensateur, dont la capacité est C, et que nous faisons passer dans le tout (fig. 4) une intensité alternative :

$$i = i_M \sin(\omega t)$$

Nous allons utiliser nos constructions de tout à l'heure pour savoir ce qui se passera. Précisons tout d'abord que, sur la figure 4, les flèches utilisées pour noter l'intensité i, la tension e_L aux bornes du bobinage et e_C aux bornes du condensateur ne signifient nullement qu'il s'agit des sens des tensions et courants. Non : comme nous avons affaire à des courants et tensions alternatifs, ils sont tantôt positifs, tantôt négatifs : il faut bien définir un sens arbitraire qui sera, par exemple, celui du courant, quand le nombre qui l'exprimera aura une valeur positive. Quand une tension, par exemple e_L, sera exprimée, à un instant donné, par un nombre négatif, elle sera en sens opposé de la flèche qui la représente sur la figure 4.

Comment les choses vont-elles se passer maintenant ? Le mieux, pour en avoir une idée, est de faire, sur un même diagramme (de Fresnel, pour lui donner son vrai nom) la construction des segments orientés dont les projections vont représenter les différentes tensions et intensités : ce sera celui de la figure 5.

Nous avons donc tracé le segment OA qui symbolise l'intensité. Le segment OB, en avance de 90° dans sa rotation autour de O, symbolise la tension e_L aux bornes du bobinage, sa longueur étant le produit de celle de OA par $L\omega$. Le segment OC symbolise, par la variation de sa projection O'C' au cours du temps dans la rotation de l'ensemble, la tension aux bornes du condensateur. Sa longueur est celle de OA multipliée par $1/C\omega$.

Ce qui frappe, quand on regarde le diagramme de la figure 5, c'est que les tensions e_L et e_C semblent, à chaque instant, se retrancher l'une de

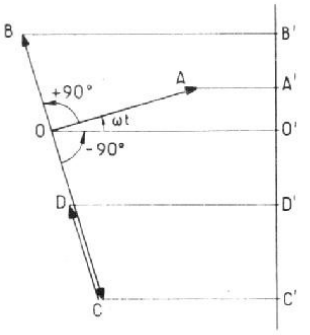


Fig. 5. – Nous devons maintenant tenir compte du fait que, en représentation vectorielle, il faut considérer la tension aux bornes de L comme la projection de $\overrightarrow{OB}$ et celle aux bornes de C comme la projection de $\overrightarrow{OC}$, qui est en sens opposé. La somme des projections sera la projection de la somme géométrique de $\overrightarrow{OB}$ et de $\overrightarrow{OC}$, ce qui fait, en réalité, du point de vue arithmétique, leur différence $\overrightarrow{OD}$ dont la projection O'D' donne la tension totale.

l'autre, comme si le bobinage et le condensateur avaient des effets inverses. Or, il s'agit de bien plus qu'une illusion : les tensions e_L et e_C sont exactement en opposition de phase. On les symbolisera très bien, sur le plateau du tourne-disque, comme le montre la figure 6. Nous conseillons vivement aux lecteurs de faire ce petit essai, pour voir comment varient, au cours du temps, les positions des ombres B' de B et C' de C. Notons bien que les objets B et C posés sur le plateau sont alignés avec O, centre du plateau, mais pas du même côté de O, comme c'était le cas sur la figure 1 : B et C sont de part et d'autre de O.

Mais alors, que se passe-t-il pour la somme des tensions e_L et e_C ? Comme nous l'avons vu précédemment, on va examiner la somme des projections sur le mur (ou des ombres, si vous préférez) des deux segments OB et OC (fig. 5). Or, la projection de la somme des segments est égale à la projection de la somme **algébrique** des deux segments, autrement dit de leur différence, en termes de longueur arithmétique, puisque ces segments sont de sens opposés. La somme des projections O'B' de OB et O'C' de OC est donc égale à la projection O'D' de la somme algébrique des segments OB et OC.

Eh oui ! Si bizarre que cela paraisse, si l'on trouve une tension e_L de 6 V eff et une tension e_C de 8 V eff, il n'y aura, aux bornes de l'ensemble L-C, que 8 - 6 = 2 Veff.

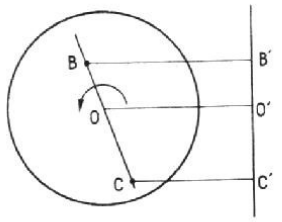


Fig. 6. – En posant sur le plateau du tourne-disque deux objets B et C, dans des directions diamétralement opposées, on trouve deux ombres B' et C' dont les mouvements sont en opposition de phase. Si on veut ajouter algèbriquement les longueurs de ces ombres, on est amené à les retrancher du point de vue arithmétique.

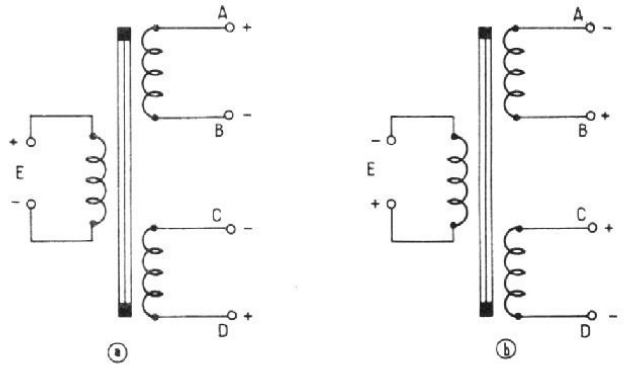


Fig. 7. – Dans un transformateur à deux secondaires (AB et CD), bien que l'alternatif « n'ait pas de sens », il ne faut pas oublier que les tensions aux bornes de ces secondaires varient ensemble : à un instant donné (a), A est positif par rapport à B tandis que D est positif par rapport à C. Une demi-période plus tard (b), les polarités se sont inversées dans les deux secondaires à la fois.

L'ALTERNATIF... ÇA N'A PAS DE SENS !

Il est bien évident qu'une telle constatation choque nettement celui qui la fait. Il éprouve certainement le même effarement que celui qui saisit l'auteur, il y a bien des années, quand il voulut mettre en série deux enroulements de transformateur.

Se fondant sur l'idée bien conçue que : « L'alternatif, ça n'a pas de sens ! » (comme un bérêt...), il se dit que, pour avoir une tension de 10 V, il suffisait de mettre en série, n'importe comment, deux secondaires d'un transformateur, ayant respectivement des tensions de 6 V et 4 V. L'ayant fait, il obtint, oh horreur !, une tension de 2 V et non de 10.

Pourquoi ? Il ne comprit que beaucoup plus tard que, si l'alternatif n'a pas de sens immuable, il en a un à chaque instant. Donc, les deux enroulements AB et CD (fig. 7) de ce transformateur fournissent, à l'instant d'un des maxima de tension, deux valeurs (a) qui rendent, par exemple, le point A positif par rapport au point B et le point D positif par rapport au point C. Un centième de seconde plus tard (b), c'est le contraire, B est positif par rapport à A et C est positif par rapport à D.

Donc, si nous branchons les deux enroulements en série comme sur la figure 8 (a), il est normal que l'on obtienne une tension alternative plus faible que celle AB et que celle de CD : puisque, à chaque instant, la tension aux bornes de CD se retranche de celle qui apparaît aux bornes de AB.

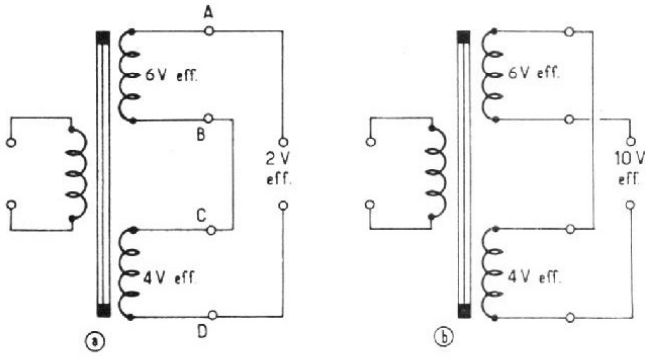


Fig. 8. – Si nous mettons en série les deux secondaires du transformateur de la figure 7 comme en (a), nous aurons la différence des tensions. Si nous les connectons comme en (b), nous aurons la somme.

Si l'on veut que les tensions s'ajoutent, il faut que ce soit vrai à chaque instant. En se reportant à la figure 7, on voit que l'on doit, pour cela, connecter les enroulements comme le montre la figure 8 (b). On aura, alors, la somme des 6 V eff et des 4 V eff, soit 10 V eff.

Donc, si l'on ne peut définir d'une façon immuable le « sens » du courant alternatif, il n'en reste pas moins que cet alternatif peut s'ajouter à un autre courant alternatif, ou s'en retrancher, suivant le sens du branchement.

Oui, l'alternatif n'a pas de sens, mais il a une **phase,** qui permet de repérer, par rapport à une autre tension alternative de même fréquence, servant de référence, s'il est « en phase » ou « en opposition de phase » avec cette dernière.

Si nous prenons le sens de la tension aux bornes de l'enroulement AB de la figure 7 comme référence, nous dirons que le sens de la tension alternative aux bornes de CD est opposé : cette tension est en opposition de phase avec la tension aux bornes de AB.

Si l'on met en série deux tensions alternatives en opposition de phase, elles se retranchent l'une de l'autre.

REVENONS À NOTRE CIRCUIT

Donc, si bizarre que cela paraisse, nous aurons, aux bornes de L + C, une tension alternative qui peut être plus petite que celle que l'on trouve aux bornes de L, ou aux bornes de C, ou même plus petite que la plus petite des deux.

Mais, si l'on y réfléchit bien, nous avons déjà vu quelque chose d'un peu équivalent. Souvenez-vous : nous avions envisagé un bobinage L en série avec un résisteur R ; on trouvait une tension e_R aux bornes du résisteur, une tension e_L aux bornes du bobinage, et la tension aux bornes de l'ensemble R + L était inférieure à la somme $e_L + e_R$.

Faites l'expérience ; on la fait d'ailleurs mieux avec un condensateur : vour prendrez un condensateur de 4,7 μF au papier, en série avec un résisteur de 680 Ω et vous ferez passer dans tout cela l'alternatif fourni par un secondaire de transformateur à 50 Hz (de 4 à 25 V eff). Mesurez maintenant (fig. 9) la tension e_R aux bornes du résisteur, la tension e_C aux bornes du condensateur et la tension u totale aux bornes de l'ensemble (celle-là même de votre secondaire de transformateur). Vous verrez bien que u n'est pas la somme de e_R et de e_C (ces deux tensions sont d'ailleurs égales entre elles), mais nettement plus petite. Par exemple, pour e_R = 2,8 V et e_C = 2,8 V, vous trouverez u = 4 V (remarquons que, dans la figure 9, nous avons supposé trois voltmètres alternatifs pour mesurer simultanément e_R, e_C et u ; un seul suffit, en le branchant successivement aux points adéquats, les valeurs choisies dans notre exemple sont telles que le voltmètre alternatif le plus « miteux » ne perturbera rien).

Cette somme « insuffisante » tient au fait que e_R et e_C sont, comme nous l'avons vu, en quadrature (déphasées de 1/4 de période l'une par rapport à l'autre) : il y en a une qui passe par son maximum quand l'autre s'annule.

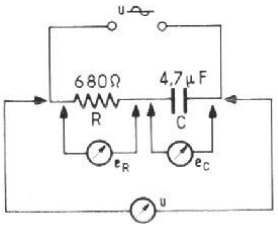


Fig. 9. – Encore un cas où la tension totale u n'est pas la somme arithmétique des tensions e_R et e_C ; cela en raison du déphasage entre e_R et e_C : l'expérience est facile à faire avec un voltmètre des plus classiques.

Dans le cas de la figure 4, c'est encore plus net : la tension aux bornes de C se retranche totalement de celle que l'on peut trouver aux bornes de L.

Nous entendons d'ici les lecteurs dire : « C'est purement théorique, cela, si on essaye, cela ne marchera pas ! ». Mais si. Il y aura peut-être un tout petit peu de désaccord avec ce que nous venons de dire, parce que nous avons supposé, dans la figure 4, que l'on avait uniquement un bobinage L et un condensateur C, le tout sans résistance. Or, si l'on peut faire un fort bon condensateur, très voisin de ce qu'il devrait être en théorie, on ne peut guère réaliser un bobinage « pur » : il est toujours entaché de résistance. Mais, tant que nous ne cherchons pas à annuler totalement la tension e_L par une tension e_C qui lui serait égale, tout est assez conforme à la théorie.

LA RÉSONANCE

Nous venons d'évoquer un cas particulier, celui où, les impédances $L\omega$ et $1/C\omega$ étant égales entre elles, les tensions e_L et e_C ont la même valeur et leur somme « algébrique » (soit leur différence ici) doit donc donner zéro.

Cela semble tenir du paradoxe. Comment ! Voici un bobinage qui gêne le passage du courant ; en série avec lui, un condensateur, qui le gêne tout autant et l'ensemble des deux ne gêne plus rien : il faut bien qu'il en soit ainsi pour que la tension aux bornes de l'ensemble soit nulle. Comment cela se peut-il ?

En réalité, le caractère imparfait des bobinages, dont nous avons parlé plus haut, gênera nettement pour avoir un résultat très spectaculaire, surtout à la fréquence du secteur alternatif à 50 Hz, mais on pourra déjà s'en approcher assez nettement.

Malgré l'imperfection des bobinages, surtout à 50 Hz, on pourra tout de même, à cette fréquence, arriver à trouver, par exemple :

40 V aux bornes du bobinage,
40 V aux bornes du condensateur,
1 V aux bornes de l'ensemble.

En d'autres termes, on n'aura qu'à appliquer 1 V aux bornes de l'ensemble bobinage + condensateur pour avoir 40 V aux bornes de chacun d'entre eux. Quel phénomène bizarre !

Ce phénomène s'appelle la « résonance » (attention, un petit détail orthographique, quoi qu'on en pense, résonance s'écrit avec un seul n, alors que l'on écrit « circuit résonnant »).

Cette idée de « résonance » évoque certainement des analogies mécaniques dans l'esprit des lecteurs : la sinistre histoire du pont suspendu qui s'est brisé quand une troupe en marche au pas cadencé passait sur lui, par suite d'une coïncidence malehreuse entre la période propre d'oscillation du pont et le rythme de la marche des soldats.

On citera probablement aussi l'histoire, aussi impressionnante qu'inexacte, de la « goutte d'eau qui brise le rail de chemin de fer », ce dernier étant tenu à une de ses extrémités, l'autre, libre, recevant des gouttes d'eau, exactement espacées d'une période d'oscillation propre du rail. Il est probable que le rail peut, dans ces conditions, se mettre à osciller avec une amplitude assez notable (ce qui est déjà un beau résultat), mais des quantités de phénomènes annexes interviendront pour limiter cette amplitude bien en dessous de la valeur capable de briser le rail.

Dans ces deux exemples, il y a un élément qui est susceptible d'entrer en oscillation avec une fréquence F, et que l'on sollicite par des impulsions dont, justement, la fréquence est F.

Or, dans le cas d'un circuit comportant une b obine et un condensateur, on ne voit pas encore très bien ce qui pourrait osciller (évidemment, les lecteurs diront : « Et le circuit oscillant L-C, alors ? », mais nous n'avons pas encore parlé de circuit oscillant, nous sommes donc supposés ne pas le connaître).

J.-P. DEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

(à suivre)

La navigation de plaisance

1. DETECTION

LE 14 avril 1912, à bord du grand paquebot de la White Star Line, tous les passagers ne se lassaient pas d'admirer les performances du nouveau « Géant de l'Atlantique », insubmersible disait-on ! Il innovait une nouvelle route maritime et espérait bien s'adjuger le fameux ruban bleu.

L'officier de quart était à son poste : rien à signaler.

Et pourtant, quand l'énorme masse de glace fut repérée, il était trop tard, aucune manœuvre ne put éviter le choc fatal. Au sud de Terre-Neuve, le Titanic et 1 500 personnes furent engloutis dans les flots.

DES SONDEURS POUR LES BAS FONDS

Depuis cette catastrophe, les navires sont équipés de radars et de sonars capables de détecter la présence d'obstacles sur leur route et d'évaluer la distance qui les en sépare. L'obstacle peut émerger de l'eau : on utilise alors des ondes radio-électriques ; ou être sous l'eau : on fait appel aux ultrasons. Quelle qu'en soit la nature, le principe de l'opération est le même : du navire, on envoie un signal ; celui-ci se réfléchit sur l'obstacle et l'écho est reçu par le navire. En mesurant le temps qui sépare émission et réception, on connaîtra le temps mis par l'onde pour parcourir deux fois la distance entre navire et obstalce ; comme la vitesse des ondes dans l'air et dans l'eau est bien connue, on en déduira aisément la distance à l'obstacle.

Encore faut-il se méfier : les yachts, généralement en bois, ne répondent pas au radar ; les cas de yachts qui ont failli se faire couper ou aborder ne se comptent plus. Il convient alors d'équiper le bateau d'un réflecteur radar que l'on place sous la barre de flèche et qui renvoie l'onde dans l'antenne du radar. L'Echo-Radar de la société Herfort par exemple, a une portée de 6 à 7 milles ; c'est beaucoup plus qu'il n'en faut pour assurer la sécurité des navires.

Quant aux ultrasons utilisés sous l'eau, ils sont absorbés par une vase épaisse et des champs d'algues. Si le sondeur n'est pas suffisamment puissant, le signal se perd dans ces fonds et ne fournit aucun écho perceptible.

Photo de titre. – Autrefois les « quarts » à bord des grands navires comportaient au moins deux hommes : un homme de barre et un homme de « veille » ou de « bossoir ». De nos jours, tous les bateaux sont munis de radar ; c'est sur ce seul appareil que pratiquement s'exerce la veille (cliché Air Vehicles Ltd).

En application sous marine, il convient de mesurer des durées de propagation très courtes : si le fond est à 15 mètres, le temps d'écho sera d'environ 20 millisecondes, la vitesse de propagation du son, dans l'eau étant voisine de 1 500 m/s. Le signal sonore devra donc être bref, plus court que le temps à mesurer et comme pour définir un son, il est nécessaire que le train d'ondes comporte une dizaine de vibrations, la période T du son devra être d'au moins 2 000 Hz. C'est sur ce principe qu'a été construit un sondeur sonore utilisé par l'Amirauté britannique voici une cinquantaine d'années.

Il ne suffit pas de savoir qu'à une certaine distance du navire se trouve un obstacle ; encore faut-il savoir où il se trouve exactement. Il est par conséquent nécessaire d'émettre un signal acoustique dans une seule direction. Mais pour avoir une émission dirigée dans l'eau avec des sons de 1 000 Hz, il faudrait utiliser une source de 10 mètres de diamètre, ce qui évidemment est exclu pour un navire. Par contre, avec des ultrasons de fréquence égale à 40 kHz, on pourra concentrer 90 % de l'énergie dans un cône de demi-angle au sommet égal à 10°, avec une source dont le diamètre sera seulement de 26 centimètres.

Il en va de même à la réception : si les dimensions du récepteur sont petites par rapport à la longueur d'onde, la réception des ondes sonores aura lieu quelle que soit l'orientation de réception par rapport à la direction de propagation des ondes ; par contre, si les dimensions de la surface réceptrice sont grandes par rapport à la longueur d'onde, le récepteur ne sera attaqué en tous ses points de la même manière, avec la même phase, que s'il est normal à la direction de propagation ; s'il est disposé obliquement par rapport à celle-ci, les divers points de la surface réceptrice ne recevront pas, au même instant, des vibrations identiques et l'effet produit en un point se retranchera de celui produit en un autre : il y aura silence.

Un autre paramètre intervient dans l'eau : l'absorption qui est proportionnelle au carré de la fréquence. L'énergie d'une onde de 40 kHz est réduite à un facteur 50 sur une distance de propagation de 46 km ; avec des ultrasons de 10 MHz, la même absorption se produit sur une distance de 74 cm !

On réalise un compromis satisfaisant entre une bonne directivité et un coefficient d'absorption par trop élevé en utilisant des fréquences comprises entre 40 et 200 kHz.

Les organes principaux d'un sondeur ultrasonore comportent essentiellement : un générateur de haute fréquence, un transformateur électro-acoustique qui émet des ultrasons, un dispositif de réception et d'amplification de l'écho, enfin un chronomètre qui mesure le temps entre le départ du signal et la réception de l'écho.

Pour les besoins de la navigation courante, on ne sonde que des fonds relativement peu profonds (200 mètres) ; le signal ultrasonore devra être bref car le temps d'écho sera inférieur à la demi-seconde. On peut utiliser un poste à étincelles dont le principe a été mis en œuvre depuis longtemps : un train d'impulsions électriques de haute fréquence est généré par un éclateur à néon, et appliqué sur un matériau piézoélectrique (quartz, titanate de baryum) qui génère un train d'ondes ultrasonores.

L'écho ultrasonore provoque, à la réception, une succession de surpressions et de dépressions sur l'élément piézoélectrique ; celui-ci ayant servi à l'émission, se trouve automatiquement réglé à la résonance. Il se produit une différence de potentiel qui est amplifiée et appliquée sur une lampe à néon lorsque la tension amplifiée est appliquée à ses bornes. Il y a donc émission de lumière à l'émission comme à la réception du signal ultrasonore : on peut dès lors utiliser cette double émission pour mesurer directement le temps aller-retour du signal ultrasonore, en faisant projeter le spot lumineux sur une échelle graduée en unités de longueur (mètres, feet). La lumière s'allume une première fois au point zéro du cadran lorsque le train d'ondes ultrasonores est émis, puis une seconde fois à la graduation correspondant à la profondeur.

A la place du tube à néon, une diode électroluminescente peut être utilisée.

On peut également envisager, comme c'est le cas pour les sondeurs Signet, de lire la profondeur sur un cadran à aiguille rouge fluorescente sur fond noir (pour éviter des battements de l'aiguille, dans le cas de mauvaises conditions de mesure, un circuit spécial

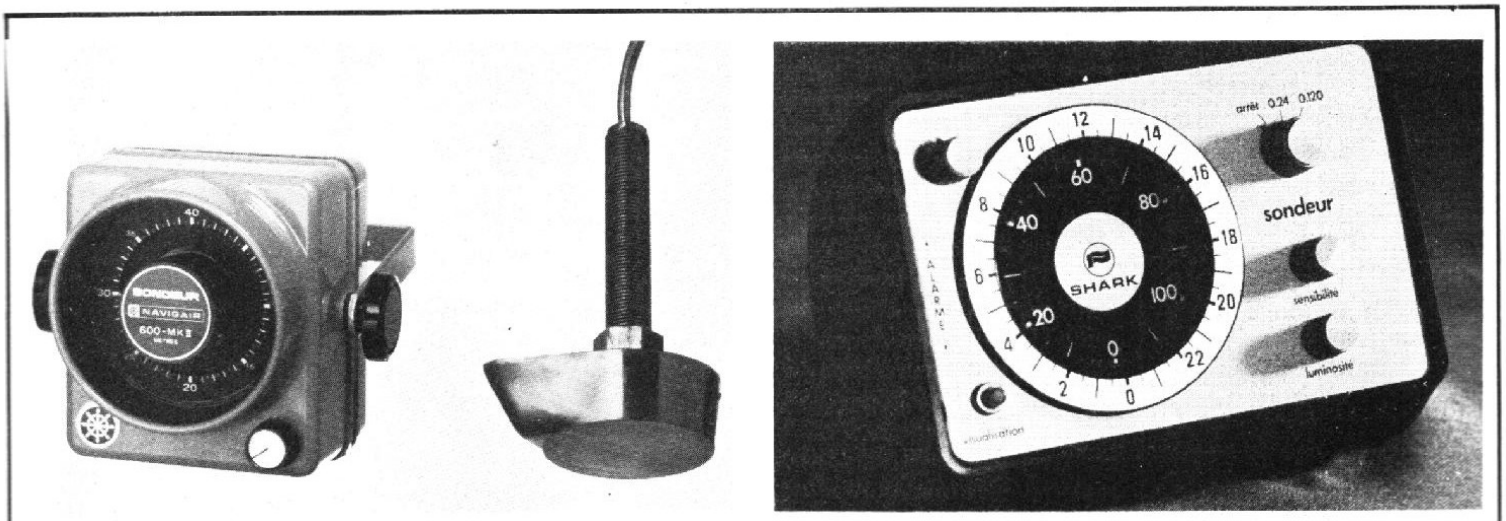


Photo 2. – a) Le sondeur Navigair-600 est destiné aux faibles profondeurs (jusqu'à 40 mètres). Il est pourvu d'une diode électro-luminescente et est alimenté par une batterie de 12 V. Il a l'avantage d'être bon marché ; il valait moins de 500 F au dernier salon de la Navigation de plaisance.

b) Le sondeur Shark 76 diffusé par Plastimo dispose également d'un système de visualisation électro-luminescent. Comme le précédent modèle, sa fréquence de travail est 200 kHz. Il permet de sonder jusqu'à 120 mètres. En option, il peut être livré avec alarme sonore à seuil réglable.

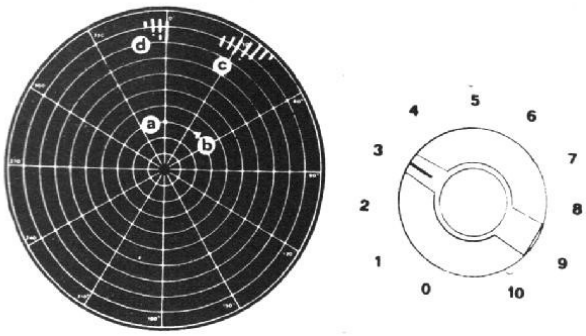


Fig. 1. – Sur l'écran cathodique du sondeur SS80 de Wesmar, on reconnaîtra avec quelque habitude un poisson isolé (a), un petit banc de poissons (b), le bord d'un rocher (c) et un banc de poissons plus important (d).

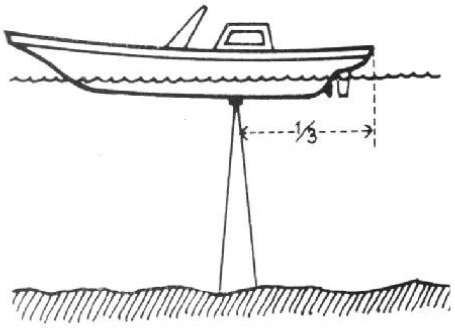


Fig. 2a. – L'installation des sondes sur un bateau à moteur, le meilleur emplacement est en général au tiers arrière du navire.

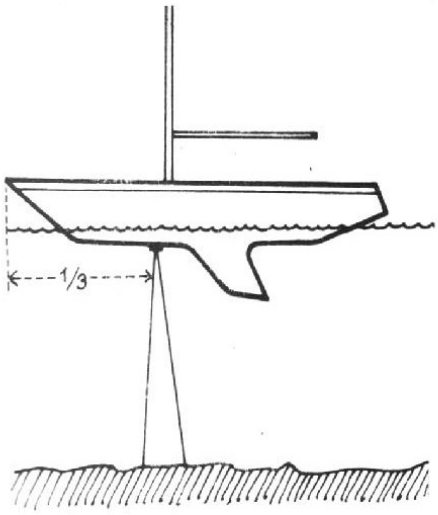


Fig. 2b. – L'installation des sondes sur les voiliers, le meilleur emplacement est au tiers avant.

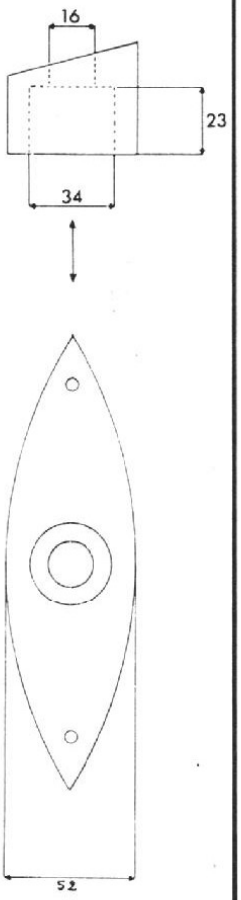


Fig. 3. – Sabot de sonde, en bois. Le sabot est fixé par un garnissage d'élastomère silicone ; l'étanchéité est obtenue également avec ce produit. La sonde doit être verticale et elle ne doit pas être placée trop près de la quille, de façon que le fond à l'aplomb ne soit pas masqué lorsque le bateau est à la gite. Si la vitesse du bateau dépasse 10 nœuds, on allongera le sabot pour que l'écoulement reste sans turbulence. (document Pen Lann).

maintient l'affichage de la mesure pendant 20 secondes), ou encore sur un cadran à lecture digitale (avec mise à jour de l'affichage toutes les deux secondes).

Le sondeur enregistreur permet de déterminer clairement le profil et la qualité du fond surplombé. Il est utilisé à la pêche pour le repérage des poissons, des failles poissonneuses, des bancs de sable, des épaves... et s'avère précieux lors de l'approche, la rentrée au port, en calanques ou en rivières. En effet, la présence de poissons et le fond sont indiqués par deux traces nettes, séparées d'une « ligne blanche » lorsque les poissons sont sur le fond, la qualité du fond est déterminée par la variation de l'épaisseur des traces. De nombreux modèles de sondeurs enregistreurs sont commercialisés par Navigair, Navalec, Kelvin Hughes, avec des profondeurs atteignant, pour certains modèles, 800 mètres.

Avec le modèle Scanning-Sonar 80 de Wesmar, un seuil technique est franchi puisque le cristal piézo-électrique, placé dans un radome sous le navire, balaie les profondeurs sous-marines à la manière d'un radar. L'écho obtenu à chaque instant est affiché sur un écran cathodique. Un tel appareil qui explore autour du navire a été appelé par P. Langevin un « péritère », des mots grecs « peri » : autour, et « tereo » : j'explore. Le péritère ultrasonore avait commencé à être utilisé par les marines de guerre alliées à la fin de la première guerre mondiale.

L'installation correcte d'une sonde est primordiale pour le fonctionnement d'un sondeur. La mise en place de la sonde dépend du type de bateau ; en général elle doit être placée à un endroit protégé des chocs et à l'abri des remous, des bulles d'air et des vibrations. Il y a trois possibilités de mise en place ; la sonde à l'extérieur de la coque est sans doute la meilleure installation, mais nécessite certaines précautions : l'étanchéité doit être assurée par un complément de mastic ou de résine au droit du passage de coque ; un rabot profilé suivant la courbure du bateau est bien souvent nécessaire pour protéger la tête de la sonde contre tous les chocs. La sonde peut aussi être placée à l'intérieur de la coque à condition que celle-ci soit en plastique. Enfin la sonde placée à l'extérieur de la coque peut être fixée par ventouses : cette installation ne demande aucune intervention sur la coque ; toutefois, il convient de veiller à ce que la sonde soit toujours dans l'eau, hors des remous et des bulles d'air.

DES RADARS POUR BATEAUX DE PETITE TAILLE

Le principe du radar fut décrit dans un brevet allemand de 1904, mais ce ne fut qu'en 1922 que les sondages ionosphériques conduisirent à sa réalisation. Par la suite, un équipement dit de « détection électromagnétique » fut construit en France, par la S.F.R. et installé sur le paquebot Normandie pour déceler les obstacles même dans le brouillard. Cependant, c'est en Grande-Bretagne et aux Etats-Unis que le radar trouve, dès le début de la dernière guerre, le grand essor qui contribuera beaucoup au développement de la technique des ondes décimétriques et centimétriques.

Le mot « radar » est l'abréviation de « radio detection and ranging » ; un radar émet un train d'ondes hautes fréquences qui se réfléchit sur les obstacles ; l'écho est capté par un récepteur situé au voisinage immédiat de l'émetteur. Le temps qui sépare l'émission du signal de la réception de l'écho est extrêmement bref : une durée d'une microseconde correspond très sensiblement à une distance de

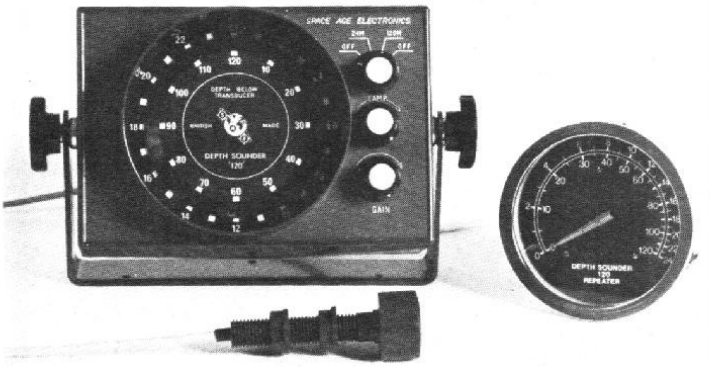


Photo 3.- Voici le Space-age 120, sondeur à éclat néon diffusé par Navalec, pour des profondeurs allant jusqu'à 120 m. Sa précision est de 10 à 15 cm : il permet donc de reconnaître si le bateau a suffisamment d'eau sous sa coque pour poursuivre son avance. Sa fréquence de travail est de 150 kHz. La désignation du type des fonds surplombés peut être aisément connue selon la configuration de l'éclat néon : éclat large, fond vaseux ; éclat étroit : sable ; éclats étroits multiples : rochers.

150 m. La précision de mesure sur cette durée, donc sur la distance dépendra en particulier de la durée de chaque train d'ondes ; celle-ci va de 0,02 à 10 microsecondes.

Plusieurs radars sont commercialisés pour applications marines civiles (plaisance, pêche) par les firmes Oki, Baron, Kelvin Hughes ; les deux premières marques sont diffusées en France par Navalec, tandis que l'on trouvera les radars Kelvin Hughes chez Avon.

Marc FERRETTI

QUELQUES ADRESSES UTILES

General Marine : 5, rue de la Manutention - 75016 Paris.
Navigair : 245, avenue G.-Clemenceau - 92000 Nanterre.
Marine Diffusion Française : RN7 Pont de Siagne - 06210 Mandelieu.
Plastimo S.A. : 15, rue Ingénieur-Verrière BP162 - 56104 Lorient.
Pen Lann : 46, rue Victor Basch - 92120 Montrouge.
Navalec : 7, rue Lavoisier - 75008 Paris.

(à suivre)

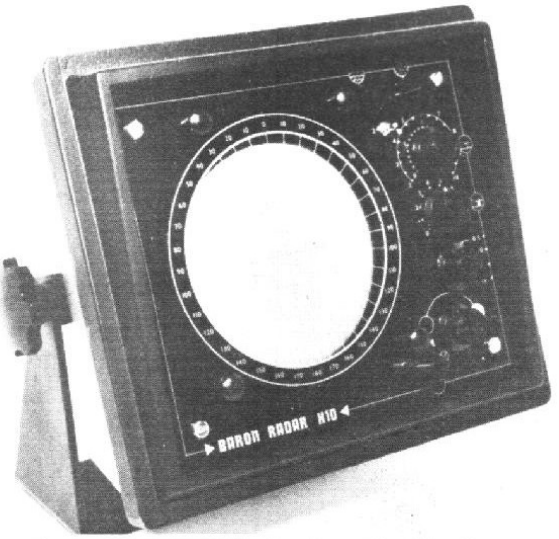
Tableau I

Des radars pour pêcheurs et plaisanciers

Marque	Oki	Baron		Kelvin Hughes	
		X5	X10	17	19
Fréquence (MHZ)	9375	9350-9480	9350-9480	9445	
Puissance (kW)	5	3	3	3	
Portée maximale (milles)	24	5	10	30	64

Photo 4. – Le sondeur NF-160 est un appareil mixte à éclats néon et enregistreur. Il permet de mesurer, avec ses 4 gammes, une profondeur atteignant 160 mètres. (Cliché Navigair).

Photo 5. – a) Voici deux radars Baron : le modèle X5 qui a une portée de 5 milles...



b) ... et le radar X10. Un dispositif d'élargissement de bande permet de détecter les échos provenant d'obstacles situés entre 10 et 20 milles.

CONVERTISSEUR LUMIÈRE/FRÉQUENCE LINÉAIRE

Le montage de la figure 1 est proposé par Siemens. Il utilise une photodiode BPX 48, deux circuits intégrés TCA 315 qui sont des amplificateurs opérationnels et trois transistors $Q_2 = Q_3 =$ BCY 58 et $Q_4 =$ BCY 78. Tous les semi-conducteurs sont des Siemens.

Cet appareil donne à la sorite, sur la charge R_L, un signal alternatif dont la fréquence est liée linéairement à la lumière reçue par la photodiode Q_1.

Une luminosité extrêmement élevée est transformée en un signal à fréquence basse.

Le photocourant de la BPX 48 est appliqué aux bases des deux transistors Q_2 et Q_3 d'un multivibrateur à couplages croisés entre bases et les sorties, point 5, des circuits intégrés opérationnels dont le point 2 est l'entrée non inverseuse et le point 3, l'entrée inverseuse. Le gain de chaque transistor du multivibrateur est multiplié par celui d'un circuit intégré.

On déterminera la fréquence correspondant à l'éclairement le plus intense (250 000 lux) par la valeur des condensateurs de couplage, C_1 et C_2 (33 nF).

On a prévu aussi, un transistor Q_4 qui est disposé entre le multivibrateur (point 6) et la sortie dont la charge R_L devra être supérieure à 100 Ω. La détermination du montage se fait à l'aide de la relation :

$$\text{période } t = \frac{2\,C\,V_s}{I_p} \qquad (1)$$

$$\text{et } f_{ob} = \frac{I_{p\,max}}{2\,C\,V_s} \qquad (2)$$

dans lesquelles C est la capacité de C_1 et C_2 ; f_{ob} = fréquence pour laquelle il a le maximum d'éclairement ; V_s = tension constante de l'alimentation ; I_p = photocourant ; $I_{p\,max}$ = maximum de I_p.

Pratiquement $V_s = 7$ V comme indiqué sur le schéma. Le courant sans R_L est : $I_s = 25$ mA.

Voici les résultats des mesures :

$I_{ps} = 80$ nA	(correspondant à	5 lux) ...	f = 0,18 Hz
$I_p = 1\ \mu$A	(correspondant à	65 lux) ...	f = 2,3 Hz
$I_p = 50\ \mu$A	(correspondant à	3 300 lux) ...	f = 115 Hz
$I_p = 0{,}45$ mA	(correspondant à	30 000 lux) ...	f = 1 kHz
$I_p = 4$ mA	(correspondant à	250 000 lux) ...	f = 9,5 kHz

Le multivibrateur donne un signal rectangulaire symétrique, autrement dit, de rapport cyclique 1/1.

Le maximum de température de fonctionnement est T = 50 °C environ.

Le photocourant dans la photodiode est de 80 μA au

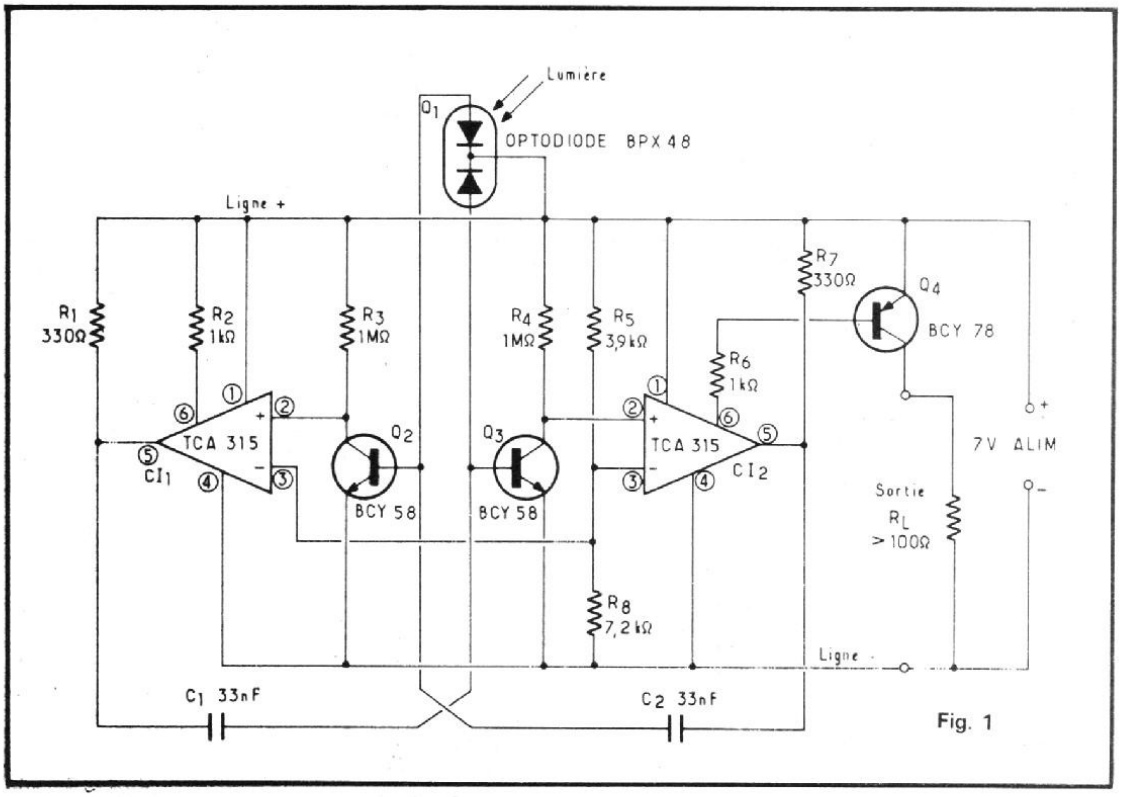


Fig. 1

minimum. On obtient une sensibilité de 15 nA/lx.

Cet appareil peut être utilisé dans toutes sortes d'applications, en tenant compte du fait que la gamme des fréquences, avec $C_1 = C_2 =$ 32 nF, s'étend depuis 0,18 Hz jusqu'à 9,5 kHz, donc aisément dans le domaine des BF et des TBF.

La variation de lumière peut être faite par n'importe quel procédé classique ou original, par exemple par variation de la distance entre la lampe et la cellule, par interposition d'une fente, par orientation d'un faisceau de rayons. Voici à la figure 2 la fréquence en fonction de l'éclairement. La courbe est une droite étant donné que les deux échelles sont logarithmiques.

Vérifions aussi les formules. La formule 1 peut s'écrire :

$$f = \frac{I_p}{2\,C\,V_s}\ \text{Hz}$$

avec $V_s = 7$ V, C = 33 nF et I_p en **nanoampères.**

Soit par exemple $I_p = 50\,\mu A = 50\,000$ nA.

On obtient :

$$f = \frac{50\,000}{33.7} = 108{,}22\ \text{Hz}$$

donc une valeur très proche de celle donnée plus haut (115 Hz).

Sur la courbe de la figure 2, la fréquence de 108 Hz correspond aux erreurs de lecture près, à un éclairement de 3 300 lux.

On pourra utiliser une lampe puissante sans projecteur ou une lampe de puissance modérée avec un système optique très simple. L'écoute est possible en branchant un casque ($R > 100\,\Omega$) à l'emplacement indiqué par R_L.

On pourra aussi connecter à la sortie, un amplificateur BF et toutes sortes de circuits de tonalité, d'atténuation, de filtrage, si ce dispositif est destiné à un appareil opto-musical.

Ce montage intéressera certainement les expérimentateurs.

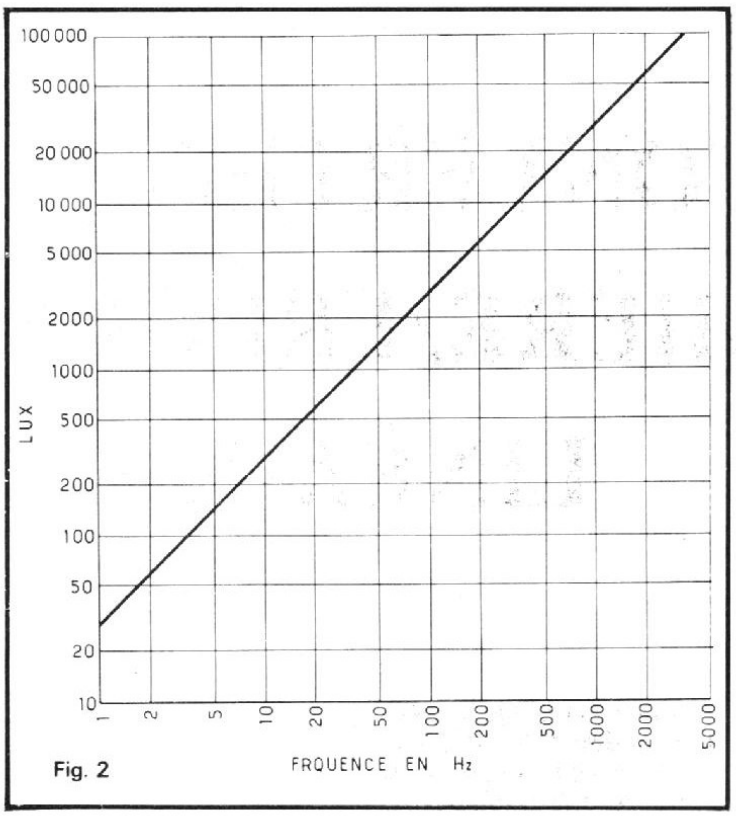


Fig. 2

LUXMÈTRE LOGARITHMIQUE PHOTODIODE AU SILICIUM

La mesure de l'éclairement peut être faite à l'aide du montage de la figure 3. Il s'agit d'un appareil qui traduit les variations (ou le niveau) de lumière en tension éelctrique.

Au maximum, pour 100 000 lux on peut obtenir à la sortie 400 mV. Le capteur et la photodiode BPX 91 au silicium et fonctionnant sur un circuit ouvert.

A la suite du transistor Q_1, NPN du type BCY 58/X, on trouve l'amplificateur opérationnel réalisé avec le circuit intégré TAA 761. Ce CI amplifie le courant fourni par le transistor. Il y a liaison directe entre l'émetteur de Q_1 monté en collecteur commun et l'entrée non inverseuse (point 3) du circuit intégré.

La photodiode donne une tension de sortie qui est une fonction logarithmique de l'éclairement.

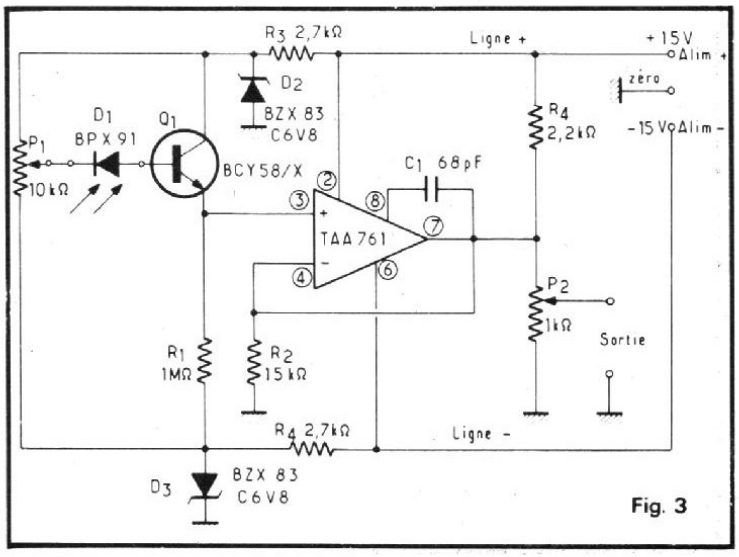


Fig. 3

Au point 7 de sortie du CI on trouve un potentiomètre P_2 de 1 kΩ. Les réglages de mise au point de ce luxmètre se font par ajustage des positions des curseurs de P_1 et P_2 et cela de la manière suivante.

1) Court-circuiter la photodiode et ajuster P_1 de façon que la tension aux bornes de sortie soit nulle.

2) Enlever le court-circuit effectué sur D_1, appliquer le maximum d'éclairement sur la photodiode et régler avec P_2 le maximum de tension V_{out} soit 400 mV à la sortie.

Pour accorder la possibilité de la cellule avec celle de l'œil, il est nécessaire de monter devant la BPX 91, un filtre de correction.

Remarquons les deux alimentations, l'une positive par rapport à la masse et l'autre négative, toutes deux de 15 V.

Les deux tensions de 15 V sont stabilisées à l'aide de diodes Zener D_2 et D_3 du type BZX 83 - C6 V8.

Tous les semi-conducteurs sont des Siemens, qui a proposé cet appareil.

A la sortie on pourra monter un voltmètre de 0 à 0,6 V qui pourra être gradué en lux par comparaison avec un autre luxmètre bien étalonné et placé au même endroit.

En raison de la faible valeur de P_2, le voltmètre sera du type 10 000 Ω par volt ou même 5 000 Ω par volt. Un voltmètre de contrôleur universel conviendra aussi, en position 0 - 0,6 V ou 0 à 1 V ou 0 à 1,5 V.

Voici quelques caractéristiques de cet appareil :

Tension d'alimentation : ± 15 V

Courant d'alimentation environ : 15 mA

Tension de sortie réglable : 0 à 600 mV, obtenue avec 100 000 lux.

Eclairement minimum (avec lampe à incandescence) :

a) sans filtre : 1,5 lux environ

b) avec filtre : 15 lux environ.

Le filtre recommandé par Siemens est le type BG 38, de 2 mm fabriqué par la Société

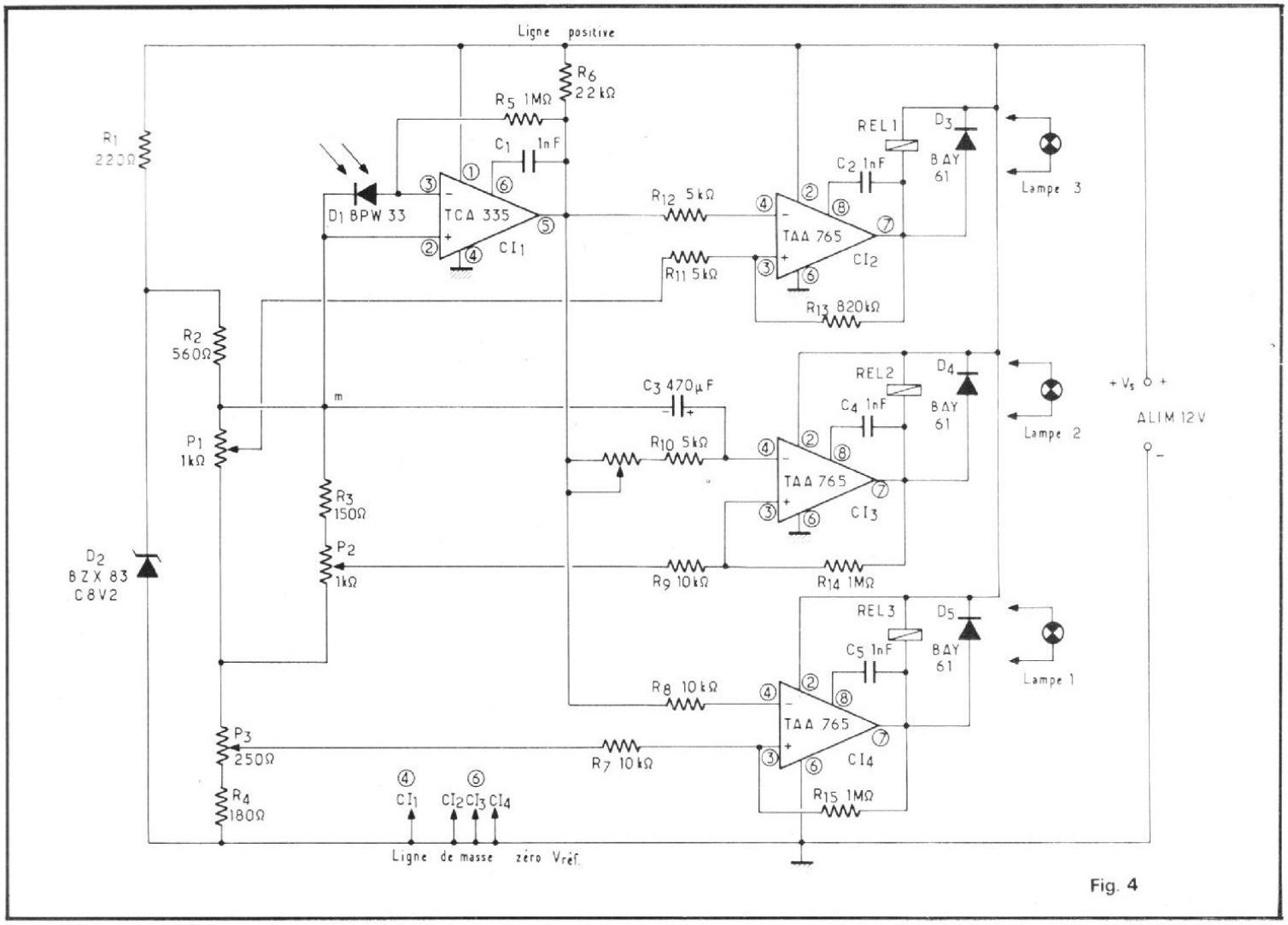


Fig. 4

Schott et Gen, de Mayence (Allemagne Fédérale).

A noter les résistances de 2,7 kΩ dans les fils + 15 V et - 15 V, réduisant la tension de 15 V avant application aux diodes Zener.

Le montage des CI est très simple : entrée non inverseuse utilisée, contre-réaction entre la sortie 7 et l'entrée inverseuse point 4, compensation par 68 pF entre la sortie point 7 et le point 8. Le point 2 est le + 15 V et le point 5 est le - 15 V.

COMMANDE AUTOMATIQUE DES LAMPES D'ÉCLAIRAGE

Voici un montage intéressant à photodiode proposé par Siemens.

L'appareil dont le schéma est représenté à la figure 4 permet d'obtenir, en fonction de l'éclairement de la photodiode D_1, du type BPW 33, l'allumage d'une combinaison de 3 lampes d'éclairage.

On a utilisé dans cet appareil : cinq diodes dont une photodiode D_1, une diode Zener D_2 BZX 83 C8 V2, et trois diodes D_3, D_4 et D_5 du type BAY 61. D'autre part, on y trouvera également quatre circuits intégrés : CI-1 = TCA 335, CI-2 = CI-3 = CI-4 = TAA 765.

Ce sont des amplificateurs opérationnels dont l'entrée non inverseuse est désignée par le signe + et l'entrée inverseuse par le signe -.

Trois relais REL 1 = REL 2 = REL 3, doivent avoir une résistance supérieure à 180 Ω. Ils sont shuntés par les diodes D_3, D_4 et D_5 respectivement.

Lorsqu'un relais est en position travail (le courant circule dans sa bobine) un contact se ferme ce qui permet l'allumage des lampes 1, 2 et 3, correspondantes.

Pour effectuer les réglages permettant la commande selon le programme prévu, on disposera des trois potentiomètres P_1, P_2 et P_3 ainsi que de P_4 monté en résistance variable. Les quatre condensateurs C_1, C_2, C_4 sont destinés à la compensation des CI.

La commande automatique s'effectue en fonction des seuils d'éclairement de la photodiode. Ils peuvent être choisis entre 0,5 lux et 100 lux.

On pourra réaliser les combinaisons suivantes :

(a) lampe 1

(b) lampes 1 et 2

(c) lampes 1 et 3.

Cet appareil ne nécessite qu'une seule alimentation, de 12 volts, avec négatif à la masse.

FONCTIONNEMENT

La photodiode est insérée dans le fil reliant le point 3 (entrée inverseuse) au point 2 (entrée non inverseuse) et à un diviseur de tension déterminant la polarisation du transistor d'entrée monté à l'intérieur du CI, fonctionnant comme amplificateur linéaire. Cet amplificateur commande les commutateurs de seuils. La tension de sortie du TCA 335 (CI-1) varie avec l'éclairement. On admettra une limite inférieure de 0,5 lux (à 0,1 lux près) si la photodiode a un courant inverse de 7 nA à V_R = 10 V.

D'autre part, les tensions de seuil correspondant à des éclairements prévus, peuvent être ajustées à l'aide de potentiomètres, la régulation de tension étant assurée par la diode Zener D_2.

Pour la lampe 2 on a prévu un circuit de retard qui empêche les lampes 1 et 2 d'être commutées d'une manière permanente entre les états d'allumage et d'extinction, si l'éclairement de la diode se modifie rapidement et fréquemment.

Avec P_4 on pourra régler le retard à la valeur qui convient à chaque cas particulier.

A la sortie de chaque TAA 765, on pourra obtenir un signal maximum de 70 mA – 12 V.

Voici les caractéristiques techniques générales du montage de la figure 4 :

Tension d'alimentation : V_s ... 12 V

Gamme des températures :– 20° :C à + 60 °C

Gamme d'éclairement réglable pour la lampe 1 : 70 à 100 lux

Gamme d'éclairement réglable pour la lampe 2 : 10 à 70 lux

Gamme d'éclairement réglable pour la lampe 3 : 0,5 à 70 lux

Consommation de courant sans relais : 25 mA

Relais : REL 1, REL 2, REL 3 : r > 180 Ω.

Les lampes se branchent à leur source propre d'alimentation par l'intermédiaire des contacts des relais de manière à ce que le contact travail se ferme lorsque la bobine du relais est parcourue par le courant de sortie du TAA 765 qui l'alimente. La source peut être aussi celle de l'appareil, c'est-à-dire de V_s = 12 V.

A la figure 5 on montre un système de commutation permettant de passer de la commande manuelle à la commande automatique.

Les lampes d'éclairage 1, 2, 3, sont alimentées sous 12 V continu sur la même source que celle alimentant le circuit à photodiode décrit plus haut.

Supposons d'abord que I_c est en position MAN (manuel).

En agissant sur le commutateur bipolaire $I_1 - I_2$ à quatre positions, on obtiendra les combinaisons suivantes :

Pos. 1 : aucune lampe n'est allumée
Pos. 2 : allumage de la lampe 1
Pos. 3 : allumage des lampes 1 et 2 (d_o fermé)
Pos. 4 : allumage des lampes 1 et 3.

Grâce au relais D_o dont le contact est d_o en position travail, il est clair qu'en position 4, la même tension de 12 V est appliquée à la lampe 3 et au relais D_o. De ce fait, si en position travail d_o est fermé, on obtiendra en position 4 l'allumage des lampes 1, 3 et grâce à d_o la lampe 2.

Dans ce cas, en position 3 la lampe 2 ne s'allumera pas car d_o sera ouvert.

Finalement, avec la présence de D_o et de son contact d_o fermé en position travail, on obtiendra :

Pos. 1 : pas de lampe allumée
Pos. 2 : lampe 1 allumée
Pos. 3 : lampe 1 allumée
Pos. 4 : lampes 1, 2 et 3 allumées.

Par contre, si d_o est **actionné en sens opposé :** coupure en position travail de D_o il est clair que l'on aura :

Pos. 1 : pas de lampe allumée
Pos. 2 : lampe 1 allumée
Pos. 3 : lampe 2 allumée (d_o fermé)
Pos. 4 : lampe 3 allumée (d_o ouvert).

Plaçons maintenant I_c en position AUT (automatique). Le continu, de tension V_s ne peut être appliqué aux lampes que par l'intermédiaire de d_1, d_2 et d_3.

Pos. (a) : d_1 fermé : lampe 1 allumée
Pos. (b) : d_2 fermé : lampe 2 allumée (si d_o est fermé)
Pos. (c) : d_3 fermé : lampe 3 allumée.

La lampe 2 ne sera pas allumée car si d_o est fermé en position (b), il sera ouvert en position (c).

On a toutefois supposé que $I_1 - I_2$ était en position 1.

Si $I_1 - I_2$ est en position 2, rien ne sera changé. Par contre, si $I_1 - I_2$ est en position 3 on voit aisément que le contact x réalise aussi le contact entre la lampe 1 et la lampe 2 si d_o est en position contact.

Il en résulte la situation suivante :

$I_1 - I_2$ en position 2
I_c en potision AUTOMATIQUE
d_1 fermé : allumage de la lampe 1
d_2 fermé : allumage de la lampe 2
d_3 fermé : allumage de la lampe 3

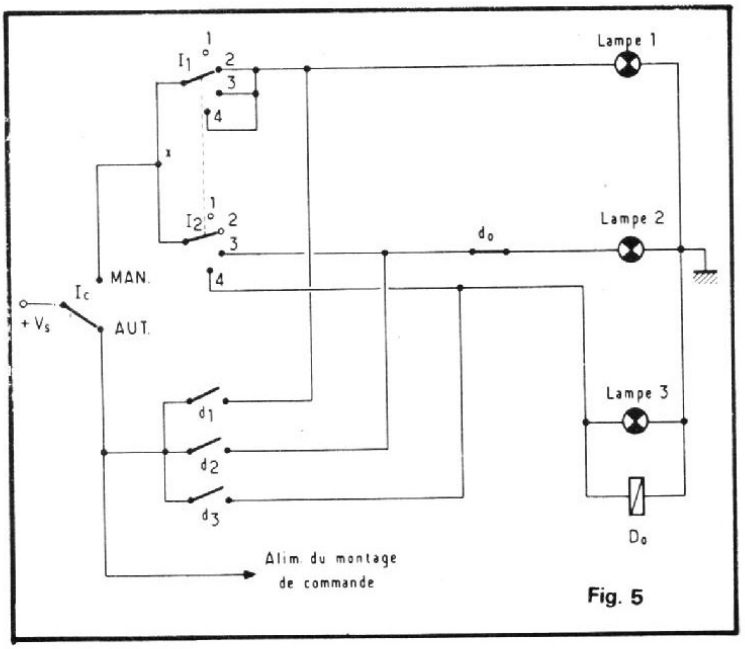


Fig. 5

Si $I_1 - I_2$ est en position 3 : I_c en position automatique :

d_1 fermé : allumage des lampes 1 et 2 car d_o est fermé (position repos de D_o).

d_2 fermé : allumage de la lampe 2 (d_o fermé) mais aussi allumage de la lampe 1 par la connexion x.

d_3 fermé : allumage de la lampe 3, action de D_o qui ouvre d_o, donc pas d'allumage de la lampe 2, mais allumage de la lampe 1 par la connexion x.

Enfin, si $I_1 - I_2$ est en position 4 on aura la situation suivante :

I_c en position automatique, d_o ouvert en position travail :

d_1 fermé : lampe 1 allumée, lampe 3 allumée

d_2 fermé : lampe 2 allumée, lampe 1 allumée

d_3 fermé : lampe 3 allumée, lampe 1 allumée

D'autres possibilités existent en inversant l'action du relais D_o sur le contact d_o.

ALIMENTATION RÉGULÉE ± 15 V 5 A (12 à 17 V RÉGLABLE)

Le schéma de la figure 6 fournit des indications complètes sur une alimentation de 5 A donnant, selon réglage 12 à 17 V.

Les réglages de chacune des branches, positive et négative sont indépendantes.

On utilise un pont redresseur à quatre diodes : deux diodes Zener et deux diodes normales.

Dans cette alimentation, la régulation est obtenue avec un CI et trois transistors, dans chaque branche.

Deux potentiomètres P_1 et P_2 permettent le réglage des tensions de sortie.

La source primaire de cette alimentation double est le secteur, à la tension duquel doit être adapté ou adaptable le primaire du transformateur TA.

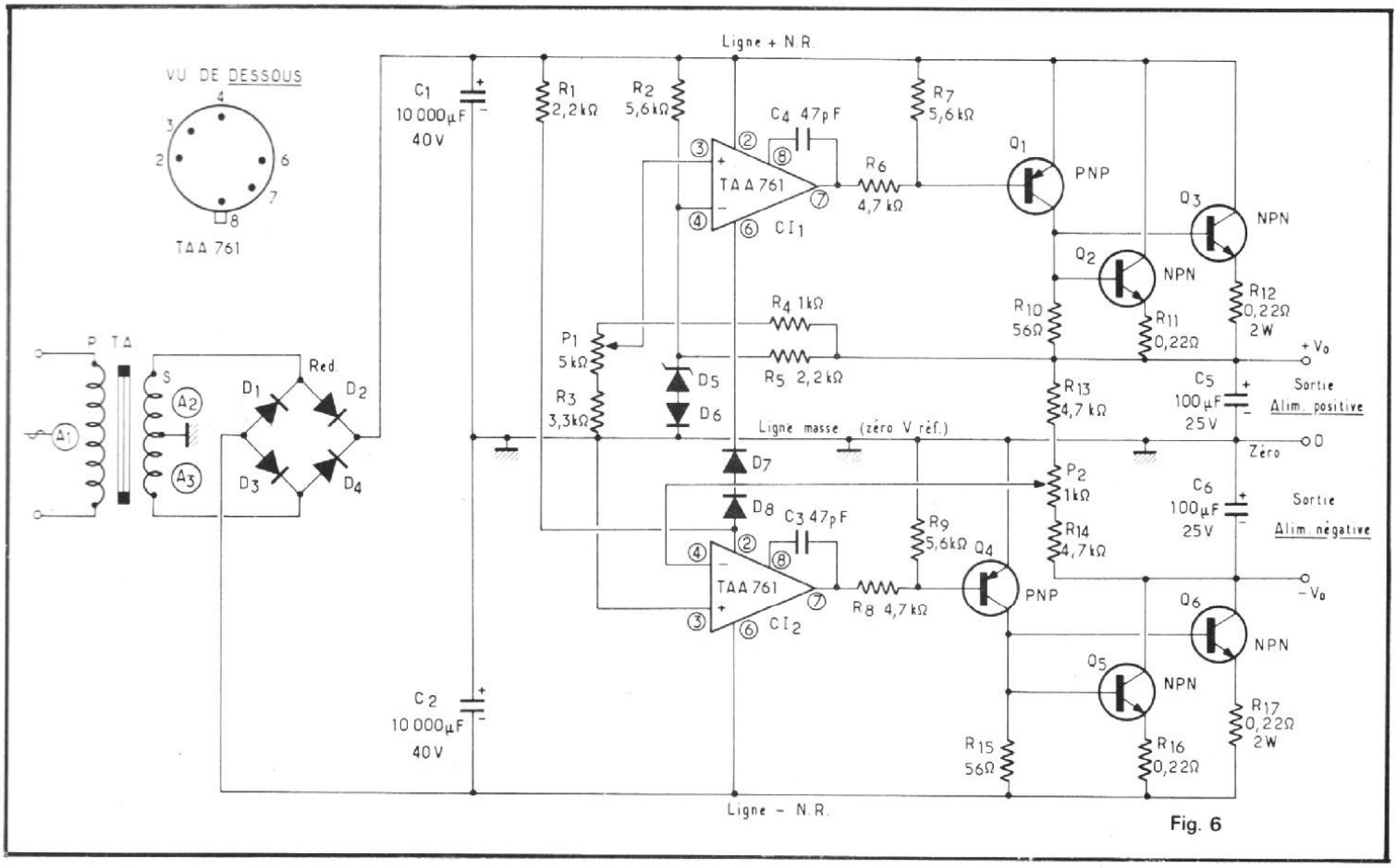


Fig. 6

Le secondaire est en enroulement A_2 – A_3 à prise médiane, mise à la ligne générale de masse. Cette ligne est aussi le – de l'alimentation positive et le + de l'alimentation négative. On obtient grâce au pont D_1 à D_4, la tension positive et la tension négative non régulées, mesurables sur les lignes + et – en haut et en bas du schéma.

Le filtrage est assuré à l'entrée par C_1 et C_2 de 10 000 µF 40 V service, chacun.

Voici les caractéristiques des éléments d'entrée.

Transformateur TA : primaire à la tension du secteur, secondaire, déterminé par le rapport des nombres des spires. Par exemple, un primaire de 220 V TA est réalisable sur des tôles 2 X SE 130 a avec un primaire de n_1 = 490 spires fil de 1 mm de diamètre, pour 220 V.

Il sera utile de prévoir deux primaires identiques de 110 V, même fil et 245 spires chacun, au cas où l'on désirerait brancher l'alimentation sur 110 V.

Pour les deux secondaires : fil de 1,8 mm de diamètre, 50 + 50 spires (100 spires avec prise médiane). A vide, la tension du secondaire sera, approximativement :

$$\frac{V_x}{220} = \frac{100}{490}$$

ce qui donne :

$$V_x = 44{,}9 \text{ V}$$

donc 22,45 V par demi-secondaire.

Le secondaire devra fournir un courant de 5 A, ce qui conduit à un transformateur de 44,9 . 5 = 224,5 W. Pratiquement on devra se procurer un transformateur de 250 W ou plus.

La régulation est assurée par des variations de ± 15 % de la tension nominale du primaire, à 50 Hz.

Ce transformateur porte le N° de code : B 71725 – A 130 – A2 (Siemens) mais tout autre modèle équivalent conviendra aussi bien. Il faudra aussi ne pas dépasser une température ambiante de 50 °C.

Indiquons aussi que les transistors de sortie : $Q_1 = Q_4$ = BD 234 ou BDX 27, tous deux des NPN, devront être montés sur radiateurs de résistance thermique R_{th} :

23 °K/W pour les BD 234
38 °K/W pour les BDX 27

les transistors Q_2, Q_3, Q_5 et Q_6 sont des 2N 3055 et devront être montés sur radiateurs de résistance thermique :

$$R_{th} = 25 \text{ °K/W}$$

La commande de régulation de tension est assurée par deux transistors en série montés en parallèle sur la sortie et l'amplificateur opérationnel TAA 761 qui fonctionne comme amplificateur de commande.

Pour l'alimentation négative, la tension de la masse sert de référence pour la comparaison des tensions.

La tension de sortie est réglable avec P_1 pour l'alimentation positive et P_2 pour celle négative et on pourra obtenir ainsi deux valeurs égales ou deux valeurs différentes, entre 12 et 17 V, l'effet régulateur restant en vigueur.

Les transistors NPN 2N 3055 sont montés en série (Q_3 et Q_6) dans les deux alimentations, positive et négative. Ils comportent des résistances d'émetteurs de 0,22 Ω 2 W.

Indiquons aussi les types des diodes :

D_1 à D_4 = pont redresseur E 25 12 BBC 5000/3300

D_5 = diode Zener BZX 83 C 6 V 8

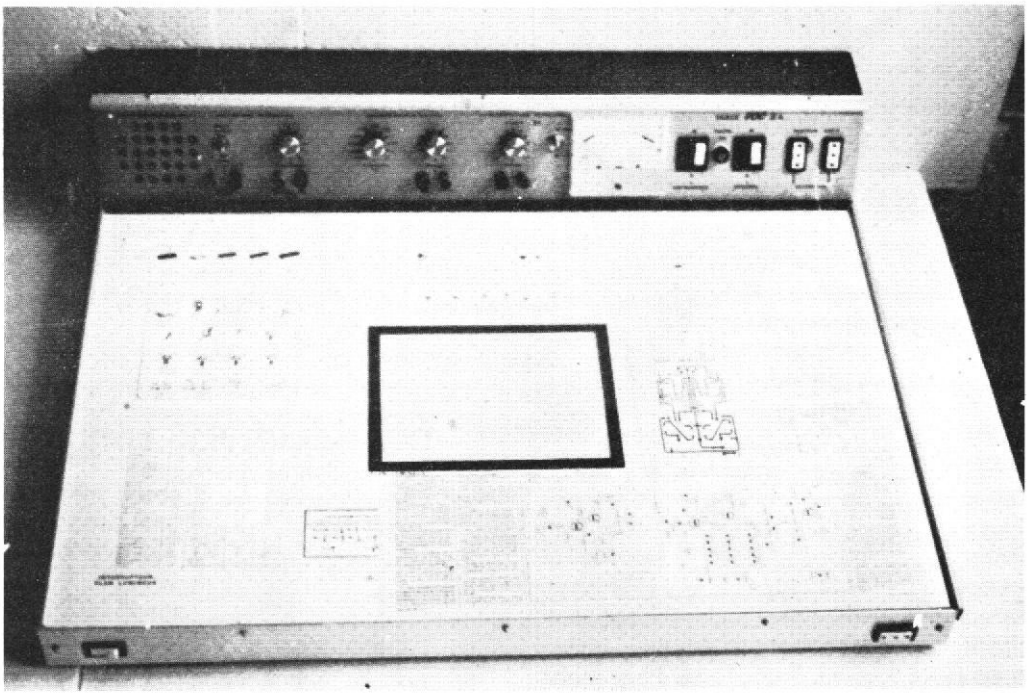
$D_6 = D_7 = D_8$ = diode BAY 61.

Les TAA 761 sont en boîtier cylindrique à six fils (voir figure 6 en haut et à gauche).

Le brochage correspond à 8 fils mais les fils 5 et 1 sont supprimés. Branchement : 2 = + alimentation, 3 = entrée non inverseuse, 4 = entrée inverseuse, 6 = – alimentation, 3 = entrée non inverseuse, 4 = entrée inverseuse, 6 = – alimentation, 7 = sortie, 8 = compensation. Les + et – alimentation de chaque CI sont connectés conformément au schéma de la figure 6.

F. JUSTER

LA TABLE VOC 2



CETTE table de travail a été spécialement conçue par la Société VOC, à l'intention des amateurs de montages électroniques et des dépanneurs radio et B.F. Elle rassemble sous un volume réduit (700 x 550 x 145 mm) un petit laboratoire indispensable à la remise en état des petits appareils électroniques et aux réglages et à la mise au point de la plupart des réalisations d'amateur et notamment celles proposées dans cette revue.

La surface de travail est d'environ 720 x 450 mm. En sont centre se trouve un plan lumineux de 190 x 144 mm très pratique pour contrôler par transparence les circuits imprimés. L'interrupteur de mise en service de ce plan lumineux est situé sur la gauche du panneau avant de la table. A droite de ce même panneau se trouve une prise secteur destinée à alimenter le fer à souder.

Le plan de travail est protégé par une épaisse plaque en verre sous laquelle figurent divers tableaux et dessins comme celui des différents boîtiers de transistors et de circuits intégrés. Tous les tableaux présentés ne sont pas tous d'un intérêt évident pour l'amateur ou le débutant mais peuvent être facilement remplacés par d'autres documents par exemple : le schéma théorique de l'appareil à dépanner ou le plan de câblage de la réalisation en cours.

Le dosseret de la table comporte un ensemble d'appareils indispensables à tout amateur ; on y trouve de gauche à droite : un haut-parleur de contrôle de 4 Ω d'impédance pouvant accepter une puissance de 1 W. Ce haut-parleur est commutable on le branche à l'aide de prises banane. Vient ensuite un « signal tracer » à sensibilité réglable puis un générateur BF à points fixes à 11 positions correspondant à 11 fréquences différentes allant de 27 Hz à 27 840 Hz. La tension de sortie de ce générateur est réglable par potentiomètre. On trouve ensuite une alimentation stabilisée dont la tension peut varier entre 4 et 25 V pour 2 A. La lecture de la tension ou du courant débité se fait sur un large galvanomètre. L'interrupteur général et celui de mise sous tension des appareils cités plus haut, se trouve sur la partie droite du dosseret ; ils sont équipés d'un voyant lumineux de contrôle. On trouve également deux prises secteur qui servent à alimenter d'autres appareils de mesure ou les appareils en cours de dépannage.

Les sorties et entrées du dosseret sont équipées de prises bananes.

L'ALIMENTATION STABILISÉE

Réglable de 4 à 25 V cette alimentation peut délivrer 2 A. Elle est suffisante pour la plupart des utilisations courantes, depuis l'alimentation des circuits logiques 5 V, des récepteurs à transistors 9 V, dans de nombreux cas, des émetteurs/récepteurs et autoradios 12 V, et jusqu'à 24 V pour les amplificateurs B.F. Elle peut donc être suffisante pour alimenter la majorité des montages d'expérimentation.

La stabilité des tensions délivrées est élevée, cette alimentation est protégée contre

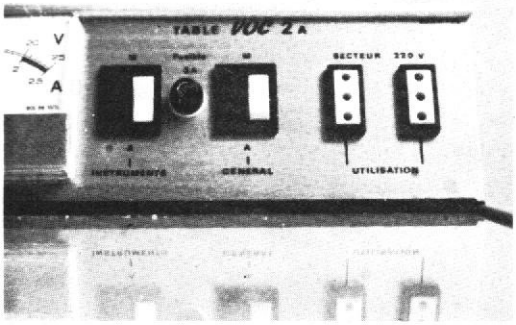


Photo A. – L'interrupteur de mise en service général et l'interrupteur de mise sous tension des appareils de mesure. Le fusible de protection et les prises secteur.

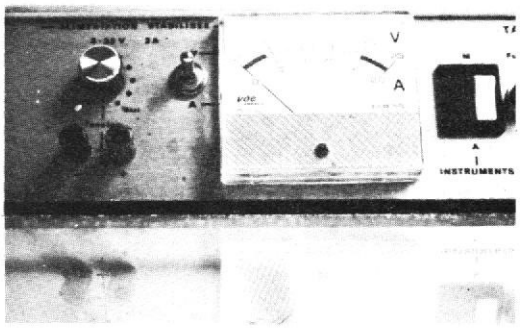


Photo B. – Grand vumètre et l'alimentation stabilisée.

d'éventuels court-circuits. Le galvanomètre commutable soit en tension, soit en intensité permet grâce à son très large cadran d'obtenir une lecture précise des tensions et courants, bien que le cadran soit gradué jusqu'à 25 V et 2,5 A. Le constructeur indique dans ses caractéristiques que cette alimentation peut délivrer une puissance max. de 80 W. Ces résultats ont été obtenus en insérant un commutateur automatique qui commute les prises sur le secondaire du transformateur.

LE SIGNAL TRACER

Le signal tracer et le haut-parleur peuvent être utilisés séparément. L'amplificateur du signal tracer délivre 1 W. L'utilisation du haut-parleur dont l'impédance a été choisie en fonction des besoins de l'utilisateur couvre 90 % des besoins ; elle sera très utile lors de la réparation d'autoradios, de magnétophones ou de récepteurs à transistors aussi bien que de H.P. de contrôle pour de nombreux montages d'amateurs.

LE GÉNÉRATEUR B.F.

Ce générateur basse fréquence a été réalisé avec un générateur à 11 octaves, multipôles et sons multiples du LA fictif international à 435 Hz. Sa gamme de fréquences étendue 27 à 27 840 Hz permettra entre autre d'établir la réponse en fréquence d'un amplificateur. Le niveau de sortie a une valeur compatible avec les familles DTL et TTL. Enfin le signal carré délivré est très utile pour des essais sur les diviseurs de fréquence des bascules monostables et bistables car le front de fréquence très rapide permet d'obtenir des commutations précises en circuit logique.

L'ensemble de la table VOC est protégé par un fusible de 5 A en cas de court-circuit accidentel. Les dimensions réduites et la légèreté de cette table de travail permettent de la ranger facilement. Elle forme un ensemble immédiatement opérationnel et permet un gain de temps considérable à tout amateur.

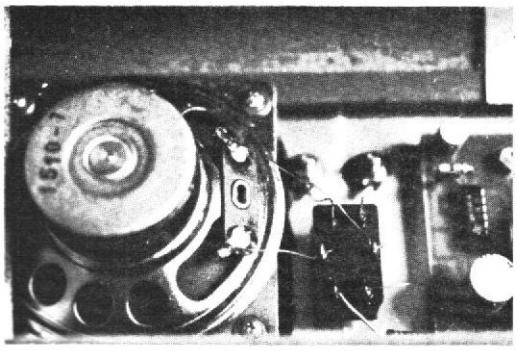


Photo C. – Vue intérieure du haut-parleur et du commutateur signal tracer / H.P.

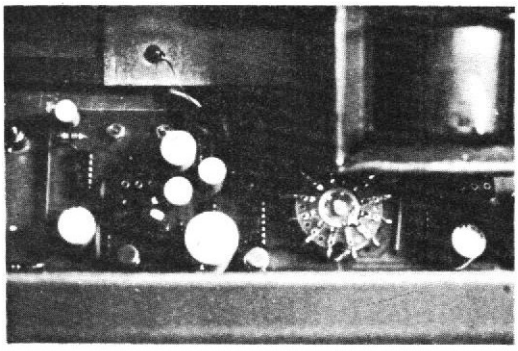


Photo D. – La platine du signal tracer et l'atténuateur.

EN KIT

L'ENCEINTE AUDAX

KIT 50

L'ENCEINTE acoustique proposée en kit par la Société Audax est prévue pour un amplificateur délivrant au maximum 50 W. Le volume conseillé pour le coffret est de 60 dm³ minimum soit 60 cm de hauteur, 37 cm de largeur et 28 cm de profondeur. L'épaisseur des panneaux de bois ou d'aggloméré ne doit pas être inférieure à 19 mm. Pour la fixation des panneaux et la bonne étanchéité de l'ensemble il est conseillé de coller et visser des tasseaux d'angles ou mieux, de fixer entre le baffle et la face arrière, une entretoise de 6 x 6 cm de section, et ce, juste au-dessus du haut-parleur. Chaque panneau devra évidemment être soigneusement collé aux autres panneaux.

La figure 1 représente les perçages à effectuer dans la face avant, le constructeur a d'ailleurs joint au kit un gabarit de perçage qui facilitera le travail du réalisateur.

La figure 2 représente le schéma du filtre. Un circuit imprimé est fourni avec le kit.

LES COMPOSANTS DU KIT

Le kit se compose d'un système 3 voies donc de trois haut-parleurs spécialisés dans une bande de fréquence - basses, moyennes et aigus et ceci par l'intermédiaire d'un filtre à 12 dB par octave.

Le boomer est un haut-parleur de 12 cm de diamètre de type HIF30 HSM Audax dont la fréquence de résonance est de 20 Hz et dont la bande passante permet de monter jusqu'à 5 000 Hz.

Le médium est un haut-parleur à dôme de 37 mm de diamètre, la membrane est en tissu imprégné PVC, elle est équipée d'une corrugation large qui permet une résonance basse et de grandes élongations.

La courbe de fréquence de ce haut-parleur s'étend d'une façon linéaire de 500 à 10 000 Hz.

Le tweeter est du type HD12 x 9D25. C'est un haut-parleur à dôme équipé d'une bobine mobile de 25 mm. La courbe de réponse montre une bonne linéarité entre 5 000 et 20 000 Hz.

Ce kit, livré avec un gabarit de perçage et une notice de montage particulièrement bien faite, doit permettre à tous les amateurs même débutants de réaliser sans problème les enceintes qui équiperont leur chaîne Hi-Fi.

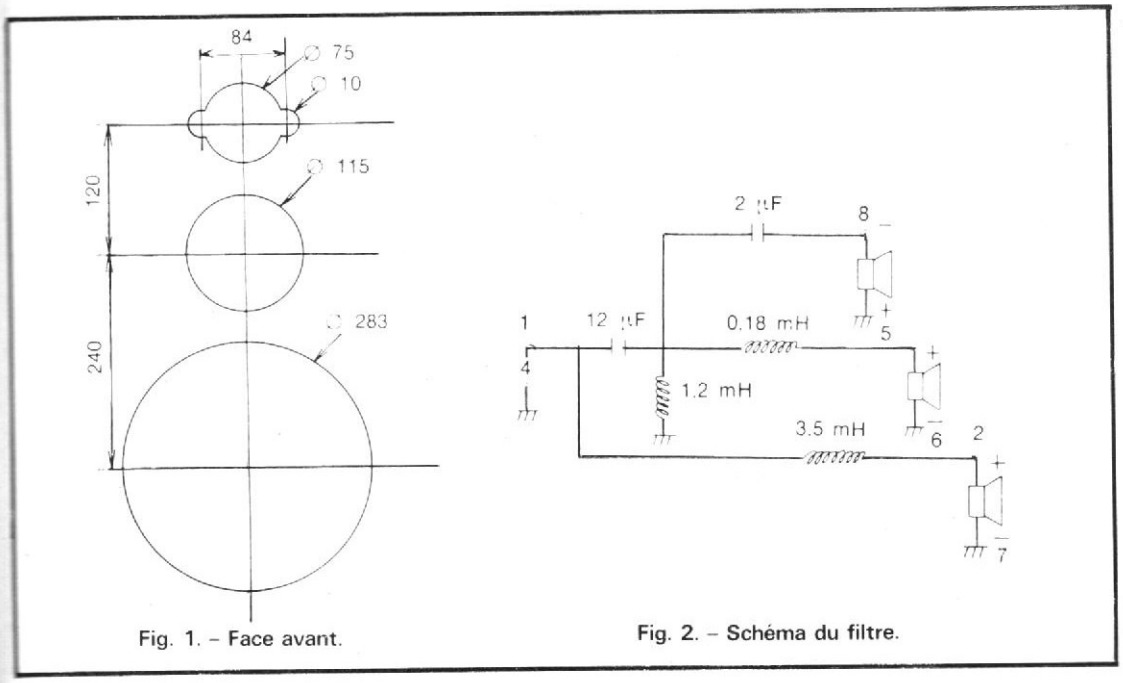
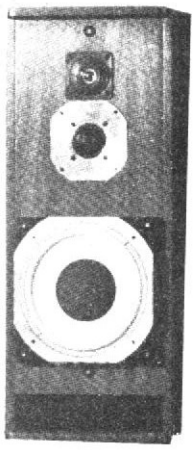
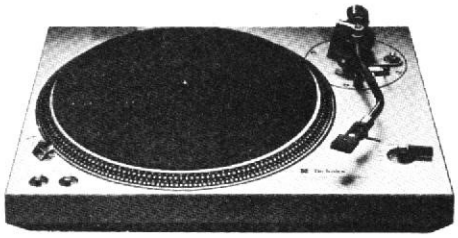


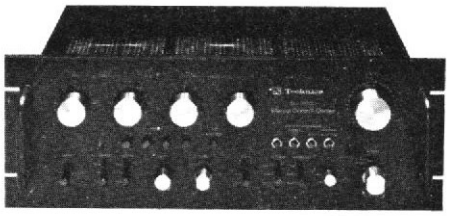
Fig. 1. – Face avant.

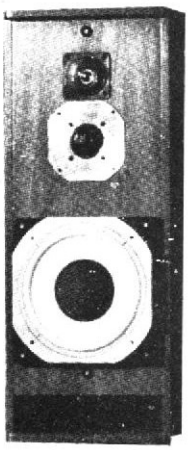
Fig. 2. – Schéma du filtre.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI









CHAINE TECHNICS 9200

Cette chaîne comprend un préamplificateur Technics SU9200, un amplificateur Technics SE9200, une table de lecture Technics 1500, deux enceintes acoustiques 3 A Adagio Infini, un magnétophone Akai 4000 D PRO.

Le préamplificateur Technics SU9200.

Tension de sortie nominale : 1 V/500 Ω
Tension de sortie max. : 10 V/500 Ω
Sensibilité des entrées : phono 1 : 2 mV/25, 50, 100 kΩ ; phono 2 : 2 à 10 mV/25, 50, 100 kΩ ; tuner : 100 mV/47 kΩ ; aux. 1 et 2 : 100 mV/47 kΩ
Tension d'entrée max. : 520 mV (phono à 1 000 Hz)
Distorsion harmonique totale : 0,05 %
Rapport signal/bruit : phono 70 dB ; aux. 90 dB
Bande passante : 7 à 11 000 Hz (+ 0, – 3 dB)
Dimensions : 450 x 173 x 226,5 mm.

L'amplificateur Technics SE9200.

Puissance : 2 x 82 W/8 Ω (à 1 000 Hz)
Distorsion harmonique totale : 0,08 %
Bande passante en puissance : 5 à 70 000 Hz (– 3 dB)
Sensibilité d'entrée : 1 V/40 kΩ
Dimensions : 450 x 173 x 380,5 mm.

La table de lecture Technics SL1500.

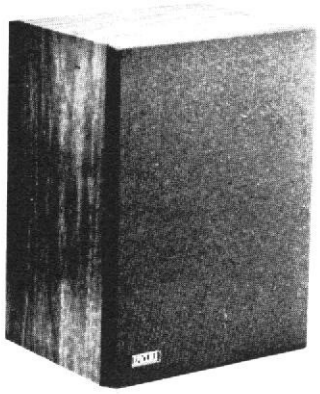
Platine manuelle à entraînement direct
Plateau en aluminium moulé de 33 cm de diamètre
Vitesse : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur à courant continu, très faible vitesse
Gamme de réglage de la vitesse : 10 %
Pleurage et scintillement : 0,03 %
Ronronnement : – 50 dB
Bras tubulaire équilibré statiquement
Réglage de la précision de la pointe : 0 à 3 g, cellule V15
Alimentation : 110/220 V/50 Hz
Dimensions : 453 x 139 x 366 mm.

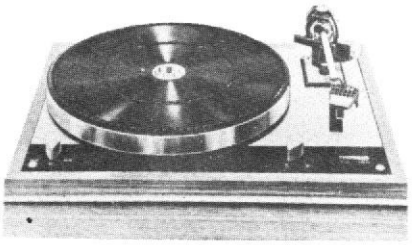
L'enceinte acoustique 3 A Adagio Infini.

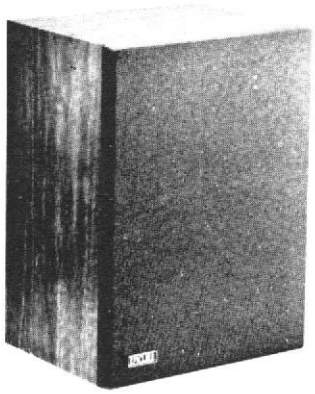
Puissance nominale : 60 W
Bande passante : 20 à 35 000 Hz
Distorsion : 0,25 %
Impédance : 8 Ω
Nombre de voies : 3
Fréquences de coupure : 400 et 4 000 Hz
Dimensions : 300 x 780 x 320 mm.

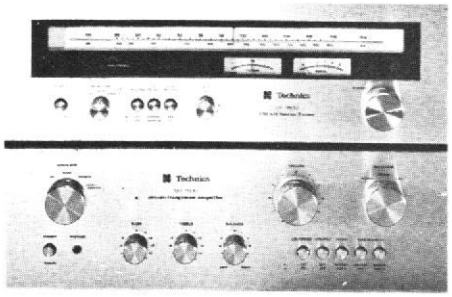
Le magnétophone Akai 4000 D Pro.

Magnétophone 2 pistes mono/stéréo
Vitesses : 19 et 38 cm/s
Nombre de têtes : 3
Mixage micro/ligne
Courbe de réponse : 30 à 23 000 Hz (à 19 cm/s) ; 30 à 27 000 Hz ± 3 dB (à 38 cm/s)
Rapport signal/bruit : > 55 dB
Taux d'effacement : > 70 dB
Niveau de sortie ligne : 0,775 V/50 kΩNiveaux d'entrées : micro : 0,7 mV/5 kΩ ; ligne : 90 mV/150 kΩ ; DIN : 0,7 à 50 mV
Distorsion : 0,1 % (à 38 cm/s)
2 bobines métalliques de 18 cm de diamètre
Dimensions : 420 x 325 x 212 mm.









CHAINE TECHNICS 7500

Cette chaîne comprend un amplificateur Technics SU7600, un tuner Technics ST7600, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques Epicure 5.

L'amplificateur Technics SU7600.
Puissance : 2 x 50 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,2 %
Bande passante : 5 à 65 000 Hz
Rapport signal/bruit : phono : – 72 dB ; aux. : – 92 dB
Sensibilité des entrées : phono : 2 mV/47 kΩ ; aux. : 150 mV/47 kΩ
Dimensions : 410 x 140 x 332 mm.

Le tuner Technics ST7600.
Sensibilité FM : 1,8 μV
Sélectivité : 75 dB
Rapport signal/bruit : – 90 dB
Distorsion harmonique : 0,2 % (mono) ; 0,4 % (stéréo)
Séparation stéréo : 45 dB
Sensibilité stéréo : 45 dB
Sensibilité AM : 30 μV
Dimensions : 410 x 140 x 352 mm.

La table de lecture Thorns TD 166.
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Moteur 16 pôles à vitesse lente, poulie à embrayage pour démarrage instantané
Plateau en alliage de zinc
Pleurage et scintillation : 0,06 % (pondéré)
Ronronnement : – 43 dB (non pondéré, – 65 dB pondéré)
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Epicure 5.
Enceinte close, deux voies
Puissance : 40 W (max.)
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 50 à 20 000 Hz ± 3 dB
Fréquence de recouvrement : 1 800 Hz
Equipement : haut-parleur de 153 mm de diamètre pour les fréquences graves et médium
Haut-parleur de 25 mm à suspension pneumatique pour les fréquences aigues
Potentiomètre pour le réglage des aigus
Dimensions : 280 x 382 x 200 mm.

CHAINE TECHNICS 5250

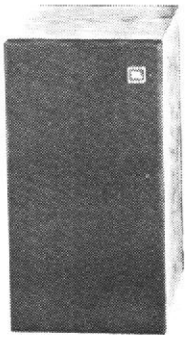
Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Technics 5250, une table de lecture ERA 3035, deux enceintes acoustiques Scott S15.

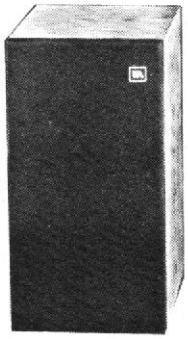
Le tuner-amplificateur Technics 5250.
Puissance : 2 x 27 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,5 %
Bande passante : 7 à 35 000 Hz (– dB)
Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ; aux. : 80 dB
Sensibilité d'entrée : phono : 2 mV/50 kΩ ; aux. : 180 mV/40 kΩ.

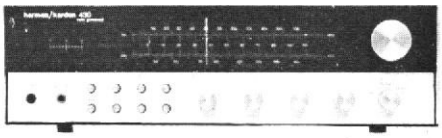
Partie tuner :
Sensibilité FM : 1,8 μV
Distorsion harmonique : 0,4 %
Rapport signal/bruit : 52 dB (stéréo)
Bande passante : 20 à 13 000 Hz (± 1 dB)
Sélectivité : 70 dB
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz)
Sensibilité AM : 30 μV
Dimensions : 420 x 140 x 355 mm.

La table de lecture ERA 3035.
Platine à arrêt automatique en fin de disque
Entraînement du plateau par courroie
Micromoteur synchrone à 48 pôles
Bras de lecture en S monté sur pivot à micro roulements à billes
Double commande indépendante de la contre-platine suspendue mise en route, lève-bras
Descente et montée du bras temporisées
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Tolérance sur l'écart de vitesse : ± 0,5 % (à 33 trs/mn)
Fluctuations : < 0,1 %
Rapport signal/ronronnement : > 50 dB (non pondéré)
Dimensions : 450 x 350 x 150 mm.

L'enceinte acoustique Scott S15.
Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Equipement : H.P. graves de 250 mm ; H.P. médium de 125 mm ; H.P. aigus de 25 mm à dôme
Dimensions : 597 x 281 x 213 mm.







CHAINE HARMAN KARDON 430

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Harman Kardon 430, une table de lecture Technics SL23, deux enceintes acoustiques JB Lansing L16, une platine cassette Technics RS671.

Le tuner-amplificateur Harman Kardon 430.

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 25 W/8 Ω
Distorsion harmonique : < 0,5 %
Bande passante : 10 à 40 000 Hz
Distorsion d'intermodulation : < 0,12 %.

Partie tuner :
Sensibilité FM : 1,9 μV
Rapport signal/bruit : 77 dB
Séparation des canaux : 39 dB
Distorsion harmonique : 0,6 %
Dimensions : 402 x 368 x 140 mm.

La table de lecture Technics SL23.
Platine à entraînement par courroie
Plateau en aluminium de 30 cm de diamètre
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Ajustage de vitesse : 6 %
Pleurage et scintillement : 0,05 %
Changement de vitesse électronique
Bras en S de 220 mm
Dimensions : 428 x 135 x 348 mm.

Le magnétophone à cassette Technics RS671.
Platine à chargement frontal, 4 pistes, 2 canaux
Pleurage et scintillement : 0,063 %
Bande passante : 20 à 14 000 Hz (bande normale) ; 20 à 18 000 Hz (bande CrO_2)
Rapport signal/bruit : avec Dolby : - 62 dB ; sans Dolby : - 52 dB
Sensibilité des entrées : micro : 0,3 mV ; aux. : 60 mV
Sensibilité des sorties : niveau direct : 0,42 V ; écouteur : 65 mV
Deux moteurs - deux têtes
Dimensions : 410 x 140 x 330 mm.

CHAINE PIONEER 9930

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Pioneer 9930, une table de lecture Technics SL1500, deux enceintes acoustiques Ditton 44.

Le tuner-amplificateur Pioneer 9930.

Partie tuner :
Gammes : PO - FM
Sensibilité : 1,8 μV
Rapport signal/bruit : 70 dB
Distorsion harmonique : 0,2 % (mono), 0,4 % (stéréo).

Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 75 W/8 Ω (de 20 à 20 000 Hz)
Bande passante : 5 à 40 000 Hz (avec 0,3 % de distorsion)
Distorsion harmonique : < 0,05 % (à 1 W)
Distorsion d'intermodulation : < 0,05 % (à 1 W)
Entrées : Phono (2) : 2,5 mV/50 kΩ - Micro : 2 mV/50 kΩ - Aux. : 150 mV/70 kΩ - Magnéto : 150 mV/70 kΩ
Dimensions : 520 x 175 x 420 mm.

La table de lecture Technics SL1500.
(Voir chaîne Technics 9200).

L'enceinte acoustique Ditton 44.
Puissance : 45 W
Courbe de réponse : 35 à 35 000 Hz (± 3 dB)
Enceinte 3 voies
Equipement : boomer de 31 cm ; médium de 15 cm ; tweeter à dôme hémisphérique
Fréquences de coupure : 500 et 5 000 Hz
Dimensions : 760 x 370 x 250 mm.

Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

RR - 1.71 - M. Patrice SALVY, 69 Ste-Foy-les-Lyon, nous demande des renseignements :

1) Sur les carillons électroniques ;

2) Sur le siflet électronique UK 582 (nº 1476).

1) Nous avons déjà décrit plusieurs carillons électroniques ; voyez par exemple nos numéros 1410, 1490, 1513 et 1526.

Si trois notes seulement vous sont nécessaires, il est toujours facile de supprimer, de simplifier. D'autre part, les notes générées sont toujours réglables ; il est donc facile de les ajuster à la tierce, comme vous le souhaitez.

2) Absolument n'importe quel amplificateur BF peut faire suite au montage de sifflet UK 582 ; cela ne peut dépendre que de la puissance sonore que vous désirez obtenir.

●

RR - 1.72 - M. Jean-Michel FELD, 2074 Marin (Suisse), demande conseil pour la mise au point d'une sonnerie électronique qu'il vient de réaliser.

Nous sommes très embarrassés pour vous répondre d'une façon valable, car votre lettre n'est pas précise. En effet, vous nous parlez de déclenchements intempestifs. Mais quel est l'élément qui se déclenche ? Nous **supposons** que c'est le temporisateur. Peut-être est-il réglé d'une façon un peu trop « pointue » ? Peut-être est-il alimenté par une tension insuffisamment filtrée (montez un condensateur électro-chimique de capacité **importante** sur son alimentation 12 V). Vous pourriez essayer aussi un filtre en double π sur les fils d'alimentation du secteur.

Enfin, vous pourriez éventuellement essayer un autre temporisateur. Nous avons décrit de très nombreux montages de temporisateurs, minuteries, et autres (pour la photographie, par exemple) auxquels vous pourriez vous reporter le cas échéant. Voyez aussi le récent montage (très simple) publié à la page 92 de notre nº 1536 d'Electronique Pratique.

●

RR - 1.73 - M. Jean-Michel PARIZE, 78 Vernouillet, nous demande conseil au sujet de l'utilisation d'un transformateur de liaison pour un modulateur de lumière.

1) Le transformateur en votre possession doit pouvoir convenir ; son rapport de transformation élévateur est correct.

2) D'autre part, une résistance de 27 kΩ 4 W peut se remplacer par deux résistances de 56 kΩ (valeur normalisée) de 2 W connectées en parallèle.

RR - 1.74 - M. Guy GULLY, 68 Guebwiller sollicite divers renseignements techniques.

1) Pré-amplificateur, page 200, nº 1499. Le condensateur C_{18} de 10 μF/6 V est du type électro-chimique ; le pôle (+) est du côté de la base de Q_3.

2) La sortie de ce préamplificateur peut éventuellement être appliquée à l'entrée d'un magnétophone pour enregistrement.

3) Il est également possible d'utiliser ce préamplificateur à l'avant de l'amplificateur décrit à la page 243 du nº 1495.

4) L'organe dont vous nous reproduisez le schéma n'est pas un transformateur mais un auto-transformateur. Nous ne pouvons pas vous dire quelle est la fonction possible de cet organe ; il faudrait nous indiquer la section du noyau magnétique, les nombres de tours de part et d'autre de la prise intermédiaire et le diamètre du fil.

5) Pour obtenir des anciens numéros du Haut-Parleur (sous réserve qu'ils ne soient pas épuisés), il vous suffit de les demander à notre adresse (2 à 12, rue de Bellevue 75017 Paris) en joignant 7 F par exemplaire désiré.

●

RR - 1.75 - M. Christian LAFFONT, 03 Marcillat-en-Combraille nous demande des schémas de sirènes électroniques puissantes.

Nous vous suggérons de vous reporter par exemple à nos revues Radio Pratique 1418 (p. 15) ou Radio Plans 323, p. 56 (12 V 20 W).

●

RR - 1.76 - M. Richard SEMPERE, Tolosa (Espagne) nous demande où se procurer un transistor type 2N4302.

Nous avons déjà répondu à cette question. Ce transistor est une fabrication de la National Semiconductor (U.S.A.).

En France : National Semiconductor, 28, rue de la Redoute - 92260 Fontenay-aux-Roses.

Cependant, nous ignorons l'adresse du mandataire de cette firme en Espagne.

Ce transistor peut éventuellement se remplacer par le type 2N3821 de Texas Instruments.

●

RR - 1.77 - M. Alain KALB, 1000 Bruxelles (Belgique) nous demande comment adapter le dispositif décrit dans le nº 1499 (p. 347) pour recevoir la B.L.U. sur le récepteur décrit aux pages 194 et 195 du nº 1405.

1) Les émissions d'amateur que vous recevez et dont la

modulation vous apparaît totalement déformée sont, en effet, des émissions transmises en B.L.U. pour lesquelles un détecteur spécial est nécessaire.

2) L'entrée MF du récepteur B.L.U. proposé doit se monter à la sortie du transformateur L 601/L 602 (avant la diode D 601). La sortie BF doit attaquer l'entrée de la section BF du récepteur (condensateur C371) ; un inverseur supplémentaire sera nécessaire en ce point pour la commutation des signaux BF. Ce même commutateur pourra simultanément appliquer la tension d'alimentation sur le détecteur B.L.U. (uniquement lorsqu'il doit être en fonction) ; il suffit qu'il comporte un contact interrupteur supplémentaire.

2) Il est préférable de blinder le montage.

4) Le potentiomètre de 100 Ω est du type linéaire carbone.

5) Pour recevoir les émissions AM, vous pouvez rester en position AM et utiliser le détecteur AM normalement prévu à l'origine. Mais comme nous le disons à la fin de l'article, les émissions AM peuvent **aussi** se recevoir en utilisant le détecteur de produit B.L.U.

6) Les points de couleur sur certains transformateurs MF ne sont que des repères de construction propres au fabricant du récepteur.

●

RR – 1.78 – M. Jean-Marie PAUL, 38 St-Martin d'Heres, désire des informations complémentaires en ce qui concerne le récepteur dont le schéma est publié aux pages 252 et 253 du nº 1530.

1) Les diodes D302 et D303 en tête-bêche assurent la protection des étages d'entrée en cas d'induction HF importante ou de charges statiques recueillies par l'antenne.

2) L'étage BC 173 C avant le TBA 810 constitue un petit pré-amplificateur BF destiné à fournir une meilleure attaque à l'entrée du circuit intégré final.

3) Les filtres céramiques utilisés sur le type 105 sont plus élaborés que ceux montés sur le type 104.

4) Pour la réception des émissions FM en stéréophonie, il faudrait faire suivre le démodulateur TBA 480 par un décodeur et, évidemment, utiliser un amplificateur BF extérieur du type stéréophonique.

●

RR – 1.79 – M. Jacques LACROZE, 75 Paris sollicite notre avis concernant un projet d'assemblage de divers appareils.

Vous nous dites avoir lu la réponse RR – 9.14, p. 605, nº 1530. C'est très bien ! Mais alors vous devez comprendre que pour que nous puissions vous répondre objectivement, il importe de nous indiquer les impédances d'entrée et de sortie, ainsi que les tensions moyennes BF présentes ou requises correspondantes se rapportant à tous vos appareils : magnétophone 1 et 2, lecteur de cassette, pick-up 1 et 2, pré-amplificateurs, amplificateurs, etc.

●

RR – 2.01 – M. Jean-François SAINT, 64 Biarritz nous demande conseil au sujet d'un groupement de haut-parleurs.

1) Il ne s'agit certainement pas d'un haut-parleur actif et d'un haut-parleur passif. Un haut-parleur passif n'est constitué (essentiellement) que d'une simple membrane ; aucune connexion électrique n'y aboutit.

2) En vous reportant à notre numéro 1433, page 231, nous estimons que vous pourriez réaliser, soit le montage de la figure 11, soit celui de la figure 12, en utilisant vos deux tweeters en parallèle.

●

RR – 2.02 – M. Jean-Paul MAISTRE, 92 Bourg-la-Reine.

1) Concernant la petite alimentation schématisée sur la figure RR – 9.06, page 604, du nº 1530, il est certain qu'à vide (récepteur non connecté) le condensateur se charge à la tension de crête, c'est-à-dire 9 x $\sqrt{2}$ = 12,7 V. Mais en charge (récepteur alimenté), cette tension doit baisser...

Si le récepteur consomme vraiment peu, il est possible que la baisse de tension ne soit pas suffisante ; vous pouvez alors intercaler une résistance en série, de valeur adéquate, sur chaque connexion du secondaire du transformateur aboutissant au redresseur BY 164.

2) Equivalence des transistors :

2 SB 186 — AC 125 ; AC 151 ; AC 122.

2 N 1305 — ASY 27 ; 2 SA 209.

3) Les diodes citées dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations ; il ne doit pas s'agir d'immatriculation, mais d'un marquage industriel selon un code propre à l'utilisateur.

4) Il existe, effectivement, un code de couleurs (JEDEC) pour le marquage des diodes. Les couleurs indiquent les mêmes **chiffres** que dans le cas des résistances ou des condensateurs ; il y a donc quatre anneaux de couleurs indiquant chacun un chiffre. Le premier chiffre correspond à l'anneau le plus large, anneau qui indique aussi le côté « cathode ». A l'avant des quatre chiffres, on sous-entend le préfixe habituel 1 N...

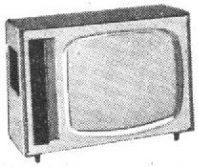
Mais attention ! De nombreuses diodes sont marquées

✱HAUTE FIDELITE - VIDEO
■KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant

✱85 — ■180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel:(93) 87.58.39

A MARSEILLE
VENTE DE TÉLÉVISEURS
OCCASIONS
59 cm - 3 chaînes
à partir de 300 F



EXPÉDITION DANS TOUTE LA FRANCE DU MATÉRIEL SUIVANT SPÉCIALEMENT SÉLECTIONNÉ :
3 CHAINES MULTICANAUX - 59 cm .... 350 F
POUR TOUTE COMMANDE ENVOYEZ CHEQUE OU CCP + 55 F de port
COMPTOIR ÉLECTRONIQUE PHOCÉEN
30, COURS JOSEPH-THIERRY MARSEILLE 1er
TÉL. 62.66.57

avec des anneaux de couleurs qui n'ont rien à voir avec ce code, mais qui correspondent à un code particulier au fabricant.

5) Il est évidemment possible d'alimenter une ampoule de 3,5 V 0,2 A sur 220 V en intercalant une résistance de 1 100 Ω 10 W ! En d'autres termes, l'essentiel de la puissance consommée est gaspillé en pure perte (chaleur) dans la résistance. S'il s'agit de constituer une lampe-témoin, il est beaucoup plus simple et rationnel d'employer une ampoule au néon.

●

RR - 2.03 - M. Patrick GALEA, 06 Nice nous demande conseil pour l'utilisation de l'équalizer décrit à la page 69 du n° 1513.

Nous vous confirmons que cet équalizer pourra parfaitement être utilisé à l'avant de votre amplificateur, et être attaqué par l'une quelconque de vos « sources » (tuner, platine PU, magnétophone, lecteur de cassette, etc.).

●

RR - 2.04 - M. Jean-Pierre HORLIN, Wasmuel (Belgique).

Nous ne comprenons pas très bien le sens de votre demande.

En effet, si vos projecteurs sont déjà équipés de triacs, il est inutile de maintenir ceux du « fondu enchaîné » : ce dernier pourra commander directement les gâchettes des triacs prévus.

●

RR - 2.05 - M. Daniel POUBELLE, 76 Canteleu nous demande conseil au sujet d'un magnétophone et d'un amplificateur BF stéréophonique.

1) Concernant le magnétophone, le responsable de cette rubrique ne peut pas se permettre de trancher, de prendre position pour l'une ou l'autre des affirmations, car il n'a pas eu le loisir de le tester lui-même. Il faut dire aussi, qu'en soi, telle bande passante BF annoncée ne veut pas dire grand chose si l'on ne précise pas les atténuations acceptées (par exemple - 3 dB ou - 6 dB).

Il est par ailleurs certain que l'utilisation de bandes magnétiques au dioxyde de chrome accroît notablement la réponse vers les fréquences élevées.

2) Sur votre amplificateur, si une voie fonctionne correctement alors que l'autre présente un défaut, il vous est facile de déterminer l'élément ou l'étage en cause, notamment par comparaison des mesures.

Nous n'effectuons aucun dépannage ou mise au point d'appareils, quels qu'ils soient, réalisés par nos lecteurs.

●

RR - 2.06 - M. Joël DAVID, 81 Carmaux.

1) Vous nous parlez du « montage » (?) décrit à la page 286 du n° 1486 ; il n'y en a pas !

Vous nous parlez ensuite d'une horloge ; il n'y a aucune description d'horloge dans ce numéro !

2) Voici les adresses demandées : National Semiconductor France 28, rue de la Redoute - 92260 Fontenay-aux-Roses - Motorola S.C.A.I.B. 15-17, avenue de Ségur - 75007 Paris.

●

RR - 2.07 - M. Didier MICHELIN, 95 Montigny sollicite des renseignements complémentaires au sujet du jeu de lumière décrit à la page 277 du n° 1486.

Vous pourriez sans doute obtenir les composants qui vous manquent auprès du réalisateur, à savoir : Radio Robur 102, boulevard Beaumarchais - 75011 Paris.

●

RR - 2.08 - M. P. DELUEN, 44 Nantes nous demande conseil au sujet d'une alimentation stabilisée avec protection d'intensité.

Si l'intensité débitée, lors d'un court-circuit volontaire des douilles de sortie, tombe à 150 mA, c'est que le circuit limiteur d'intensité fonctionne très bien ! Il est inutile de souhaiter une intensité plus faible : avec 150 mA, aucun composant de l'alimentation ne risque d'être endommagé.

●

RR - 2.09 - M. Claude GOGUILLON, 59 Boussois nous demande des renseignements complémentaires au sujet du récepteur décrit dans notre n° 1094, page 66.

1) Le potentiomètre de puissance est du type à variation logarithmique, résistance totale de 1 à 1,3 MΩ, avec prise auxiliaire vers 200 kΩ.

2) Pour les réglages, l'outputmètre se connecte entre le point A du transformateur de sortie et la connexion du bas de L33. Comme outputmètre connecté entre ces points, vous pouvez utiliser un voltmètre (contrôleur universel) pour tension alternative (déviation totale pour 3 ou 5 V par exemple) ou un voltmètre électronique muni de sa sonde pour courant alternatif.

3) L'adaptateur recommandé pour le réglage de la tête FM peut se réaliser sous la forme d'un petit bobinage (diamètre intérieur de 6 mm) comportant une dizaine de tours avec point milieu. Le point milieu correspond à la masse du générateur VHF ; l'une des extrémités est reliée à la sortie de ce générateur ; et bien entendu, les deux extrémités se relient aux entrées symétriques « antenne » de la tête FM.

●

RR - 2.10 - M. RAJTERIC, 69 Villeurbanne nous demande des précisions complémentaires au sujet de l'alimentation décrite à la page 224 du n° 1433.

1) La capacité du condensateur C6 n'est pas critique ; un modèle de 220 μF 45/50 V peut convenir.

2) La diode D5 peut être du type BYX 42-300 (RTC). Une diode type BY 126 (RTC) peut convenir pour D6.

3) P2 est un potentiomètre ajustable (par tournevis) de 4,7 kΩ à variation linéaire ; comme l'indique le schéma il est utilisé simplement en **résistance** ajustable.

●

RR - 2.11 - M. GOSSET, 59 Ligny-Haucourt nous demande conseil : 1) Pour l'acquisition d'une ferrite de section rectangulaire ; 2) Pour le montage d'un correcteur physiologique.

1) Il faudrait consulter un fabricant de ferrite (voyez la RTC par exemple) pour savoir si un tel modèle figure parmi leur production. Notez qu'un bâtonnet de ferrite à section circulaire classique ferait le même effet pour l'usage envisagé (antenne - cadre).

2) Voir réponse RR - 5.71 - F, page 359, n° 1521.

●

RR - 2.12-F - M. Yann MONCUIT, 78 Mareil-Marly sollicite des précisions complémentaires concernant le récepteur à super-réaction VHF décrit dans le n° 1424, page 220.

1) Les transistors TIS 97 et 2N4996 ont tous deux le même brochage ; nous vous l'indiquons sur la figure RR - 2.12.

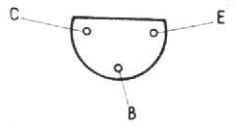


Fig. RR – 2.12

2) Le condensateur variable de 12 à 15 pF est un modèle très courant. On l'utilise notamment sur certains tuners FM.

●

RR – 2.13 – M. ALBOUY, 83 Toulon sollicite des précisions complémentaires au sujet de l'antenne « active » pour automobile décrite dans le n° 1385.

Hélas, nous ne pouvons pas vous renseigner concernant les valeurs des composants. En effet, il s'agit d'une réalisation **commercialle** pour laquelle le constructeur ne nous a communiqué que les renseignements qui ont été publiés. Il s'agissait d'un article visant simplement à exposer le principe du dispositif sans que pour autant l'amateur puisse le copier et le reproduire.

●

RR – 2.14 – M. Albert FLAMAND, 06 Nice nous demande la tension de la diode Zener CR 1 utilisée dans le chargeur de batterie décrit à la page 278 du n° 1374.

Il s'agit d'une diode Zener 8,2 V. Vous pouvez par exemple employer le type BZX 61/C8 V 2 (de la R.T.C.).

●

RR – 2.15 – M. Gilbert MISTZAL, 57 Saint-Avold nous demande des renseignements concernant l'amplificateur BF décrit aux pages 118 et 119 du n° 1322.

1) Nous vous rappelons (cela ayant déjà été dit en son temps dans cette rubrique) que le schéma publié à la page 118 (et qui nous avait été communiqué ainsi) comporte des erreurs au sujet de l'immatriculation des transistors. Il s'agit de transistors R.C.A. et il faut remplacer la partie 2Npar 40 ; il faut donc lire : 40406, 40407, 40408, 40409 et 40410. Consultez le schéma similaire publié à la page 211 du n° 1288.

2) Le transformateur doit pouvoir délivrer 2 x 42 V sous 3 à 4 A.

3) Schéma de la page 119 :

a) La résistance R fait 1,2 kΩ (1 W) ;

b) La diode Zener peut être du type BZY 95/C 20 (de la R.T.C.) ;

c) Correcteur de timbre ; de haut en bas = aiguës, médiums, graves.

●

RR – 2.16 – M. Francisque BARRERO, 63 Clermont-Ferrand nous demande conseil au sujet de l'utilisation d'un récepteur « ondes courtes ».

D'après les publicités, tous les amplificateurs BF sont à haute fidélité, tous les récepteur OC, mais ce n'est certaide trafic, etc. La publicité est une chose, la réalité en est une autre !

Dans votre cas, le petit récepteur dont vous nous entretenez n'est qu'un récepteur OC, mais ce n'est cartainement pas un récepteur de trafic.

Si vous utilisez une antenne extérieure (en lieu et place de l'antenne télescopique normalement prévue), vous ne ferez qu'augmenter encore la transmodulation qui est déjà anormalement importante. En d'autres termes, vous aurez **l'impression** de recevoir davantage de stations, mais vous recevrez tout en même temps, dans un fouillis inextricable ; d'où, réceptions inexploitables !

●

RR – 2.17 – M. Pierre HAUTMON ECS/PREM SP 69655 nous demande le schéma d'un filtre de voies pour haut-parleurs montés dans une enceinte acoustique.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'article général que nous avons publié sur ce sujet, à partir de la page 228 du n° 1433.

●

RR – 2.18 – M. C. BERNARD, 75 Paris nous demande divers montages d'accessoires électroniques en vue de leur installation sur des cyclomoteurs.

Les accessoires électroniques pour l'automobile sont nombreux et de nombreuses descriptions ont déjà été publiées dans nos revues.

Malheureusement, si une automobile comporte un accumulateur, il n'y en a généralement pas sur les cyclomoteurs... De ce fait, les différents montages proposés ne conviennent pas et ne fonctionneraient pas, car ils ne s'accomodent pas du genre de courant délivré par ces « engins ».

●

RR – 2.19 – M. Jean IMHOF, 75 Paris nous demande conseil pour le montage d'une prise pour enregistrement sur un téléviseur et sur un récepteur de radio.

Pour que nous puissions vous indiquer ce qu'il convient de faire :

1) Il faut nous indiquer l'impédance d'entrée du magnétophone, ainsi que la tension moyenne BF requise.

2) Il faut nous communiquer les **schémas** du radiorécepteur et du téléviseur ; ces schémas vous seront retournés avec l'indication des adjoinctions à effectuer.

●

HI-FI-21

comme chaque année réserve le mois de juin à ses

SOLDES d'appareils de démonstration. Ex. :

Accuphase - Altec - A.R. - B.O. - Braun - Elipson - Essart - ESS. - Fischer - KEF - KOSS - L.G. - J.B.L. Marantz - Monitor Audio - Pioneer - Nakamichi - Stax - Technics - Unamco - etc.

Tout ce matériel est vendu avec la

GARANTIE

DU MATERIEL NEUF

Après avoir écouté « les propositions des autres », venez écouter de la musique chez :

HI-FI-21

40, rue de Sablonville, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 624-15-23

RR - 2.20 - M. J. GEARD, 93 Sevran nous demande les caractéristiques et brochage du tube cathodique type 5 BP 4.

Toutes nos documentations donnent des renseignements concernant les tubes cathodiques des types 5 BP 1 et 5 BP 7.

Le type 5 BP 4 ne figure sur aucune d'entre elles ; nous sommes désolés.

●

RR - 2.21 - M. Patrice PERRIN, 83 Toulon.

1) Si vous ne possédez pas les numéros du Haut-Parleur auxquels vous devez vous référer, il vous suffit de nous les demander en joignant 7 F en timbres par exemplaire souhaité.

2) Nous ne sommes pas parvenus à comprendre l'objet de votre seconde question... Que souhaitez-vous faire ? Provenance de signaux (fréquences, formes) ? Que voulez-vous obtenir (but à atteindre) ? Nous restons le cas échéant à votre disposition.

●

RR - 2.22 - M. Jacques LENCLOS, 60 Compiègne nous demande les caractéristiques et brochages des tubes cathodiques DG 10 - 2 et DG 10 - 3.

Ces renseignements ont déjà été publiés dans notre revue.

Pour le tube DG 10-2, veuillez vous reporter au numéro 1300 page 205.

Pour le DG 10-3, veuillez vous reporter au numéro 1446, page 314.

●

RR - 2.23 - M. Jean Daniel BELOTTI, 54 Mont-Saint-Martin nous demande le schéma d'un modulateur de lumière à trois canaux, commandé à partir d'un microphone.

Nous vous prions de vous reporter au numéro 1510 d'Electronique Pratique page 78.

●

RR - 2.24 - M. GALLINE, 27 Evreux nous demande les caractéristiques de divers transistors.

Caractéristiques maximales.

2N2076 : germanium PNP, Vcb = 70 V ; Vce = 55 V ; Veb = 35 V ; Ic = 15 A ; Pd = 170 W ; h fe = 25 à 100 pour Vce = 2 V et Ic = 1,2 A ; Vbe = 0,9 V à Ic = 5 A.

BSY 62 : Silicium NPN ; Vcb = 25 V ; Vce = 15 V ; Veb = 5 V ; Ic = 200 mA ; Pd = 1 W ; h fe = 20 à 60 pour Vce = 1 V et Ic = 10 mA ; Vbe = 0,9 V à Ic = 10 mA.

Les autres transistors cités dans votre lettre ne figurent pas parmi nos documentations.

●

RR - 2.25 - M. Christian STASIK, 59 Lambres nous demande les équivalences des transistors suivants :

SFT 306 — AC 126
SFT 307 — 2N1305 ; AF187
SFT 319 — AF117 ; AF127
SFT 320 — AF117 ; AF127
SFT 322 — AC128
SFT 351 — AC125

Les deux autres transistors mentionnés dans votre demande ne figurent pas sur nos documentations ; nous ne pouvons donc pas vous indiquer les correspondances éventuelles.

●

RR - 2.26 - M. Jacques Lacroix, 18 Bourges désire des renseignements sur un talky-walky jouet de marque « Skyfon ».

1) Nous ne possédons pas le schéma de cet appareil.

2) On peut utiliser un accumulateur de 12 V pour alimenter cet appareil ; mais il faut intercaler un abaisseur de tension régulée à 9 V ; veuillez vous reporter à notre numéro 1351, page 225, réponse RR - 2.25-F (pour 9 V, employer une diode Zener type BZX 61 C 10).

3) Nous comprenons mal cette question. Si ce talky-walky est **uniquement** prévu pour un écouteur d'oreille (ce qui serait étonnant) on ne peut pas utiliser un haut-parleur. En principe, c'est le haut-parleur incorporé qui fonctionne tour à tour en reproducteur et en microphone.

4) Pour l'utilisation d'une antenne séparée extérieure, il faudrait sans doute concevoir un circuit de couplage différent et un dispositif de coupure pour l'antenne actuelle. Il faudrait pouvoir examiner le schéma.

5) N'oubliez pas que ce n'est qu'un appareil-jouet d'une part, et d'autre part que tout appareil réalisé sur circuits imprimés n'est **pratiquement** pas modifiable.

●

RR - 2.27 - M. Mohamed RKIBA, Casablanca (Maroc) nous demande des renseignements au sujet des branchements à réaliser pour l'alimentation sur secteur d'un récepteur.

D'après les indications ± 1,5 V et ± 90 V mentionnées sur l'appareil, il doit s'agir d'un ancien récepteur équipé avec des lampes dites « batteries », lampes à chauffage direct.

Or, ces lampes ne peuvent pas s'alimenter directement sur le secteur (ou en courant alternatif 1,5 V) ; il faut obligatoirement du **courant continu.**

Autrefois, dans le commerce, on trouvait des boîtiers d'alimentation délivrant les tensions continues de chauffage et de HT nécessaires à ce genre d'appareil, à partir du secteur ; mais depuis l'apparition des transistors, cela n'existe plus.

●

RR - 2.28 - M. Maurice ROCHET, Montréal (Canada) nous demande des renseignements au sujet d'un appareil à déclenchement automatique pour l'enregistrement des communications téléphoniques.

Ce qu'il vous faut utiliser, c'est un appareil de déclenchement que l'on appelle couramment un Vox. De nombreux modèles ont été décrits dans nos revues :

— Haut-Parleur n° 1260 (p. 118) ; 1313 (p. 168) ; 1392 (p. 173).
— Radio Pratique n° 1386 (p. 10) ; 1412 (p. 24).
— Radio Plans n° 284 (p. 29) ; 289 (p. 40).

L'entrée du Vox peut être attaquée par un capteur téléphonique à induction (avec ventouse collée sur le socle du téléphone). La sortie du Vox comporte généralement un relais qui, dès qu'une communication s'établit, ferme le circuit d'alimentation du magnétophone ou du moteur d'entraînement du magnétophone.

Naturellement, les signaux BF recueillis par le capteur téléphonique (utilisés pour faire déclencher le Vox) sont **également** appliqués à l'entrée « enregistrement » du magnétophone.

●

RR - 2.29 - M. Alain PLOMPEN, 4121 Neuville-en-Condroz (Belgique) nous demande conseil pour la transformation et l'amélioration d'un radiorécepteur portatif.

Certes, **théoriquement,** il y a toujours possibilité d'envisager des améliorations ; mais il faut ensuite pouvoir les réaliser ! Or, **pratiquement,** tout appareil commercial conçu sur circuits imprimés n'est absolument pas modifiable.

RR - 2.30 - M. T. TRAN, La Verrière (?) pas d'adresse.

Nous n'avons pas pu vous répondre directement, faute de votre adresse complète.

La concentration de la solution de sodium n'est pas indiquée. Dans l'emploi envisagé, nous ne pensons pas que cela soit capital ; il suffit d'éviter la saturation.

La source est « Théorie et Pratique de la T.S.F. », ouvrage maintenant épuisé.

●

RR - 2.31 - M. François WAGUET, 91 Wissous nous demande où se procurer un transistor type 2N4302.

Ce transistor est de fabrication « National Semiconductor Corporation ».

En France : National Semiconductor France 28, rue de la Redoute - 92260 Fontenay-aux-Roses.

●

RR - 3.01 - M. WAUQUIER, Valencia (Espagne).

Nous vous remercions pour les renseignements concernant les émetteurs TV espagnols que vous avez eu l'amabilité de nous communiquer.

●

RR - 3.02 - Suite à la demande RR - 10.21 publiée dans le numéro 1539, nous avons reçu de très nombreuses réponses de nos amis lecteurs. Nous les remercions tous en bloc ici, et nous avons adressé tous les renseignements communiqués à notre correspondant lyonnais.

●

RR - 3.03 - M. Philippe BOULIN, 47 Miramont nous demande conseil pour l'installation d'un filtre antiparasite secteur.

1) Comme ferrite, vous pouvez utiliser des bâtonnets d'antenne cadre pour radiorécepteurs.

2) Vous pouvez faire une liaison entre la masse de l'appareil, la masse du filtre et la terre à l'aide d'un conducteur auxiliaire (fil de cuivre souple de 1 mm² de section, par exemple).

3) D'après vos explications, il semble bien que l'étage d'entrée de votre magnétophone **détecte** ; il y aurait certainement quelque chose à faire également de ce côté.

4) Par ailleurs, puisque vous connaissez l'origine des perturbations, c'est sur la machine elle-même qu'il serait nettement préférable d'installer un filtre de déparasitage. Il est toujours plus facile (et efficace) de s'attaquer à la source perturbatrice, plutôt que de chercher à déparasiter chez l'utilisateur voisin.

●

RR - 3.04 - M. J.-Paul MANIGAUD, 84 Avignon nous demande des conseils au sujet de la construction d'appareils BF.

1) Nous avons déjà publié de très nombreux montages d'amplificateurs BF stéréophoniques (pouvant évidemment fonctionner aussi en monophonie) auxquels nous vous demandons de bien vouloir vous reporter et parmi lesquels vous pourrez faire votre choix. Veuillez consulter nos tables des matières.

2) Nous n'avons pas connaissance de l'existence de magnétophones à cassettes stéréophoniques **vendus en kit.**

3) L'assemblage des deux électrophones que vous projettez ne donnerait rien de valable.

●

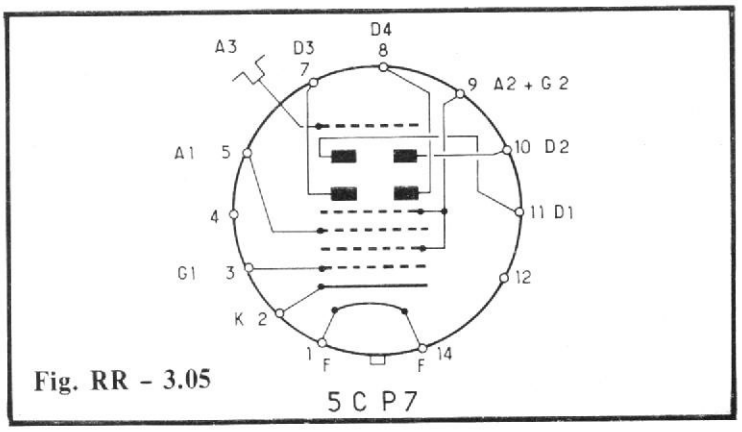


Fig. RR - 3.05

RR - 3.05- F - M. J. CHIROUZE, 26 Chatillon-en-Diois nous demande les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 5 CP 7.

5 CP 7 : chauffage 6,3 V/0,6 A ; Va 2 = 2000 V ; Va 1 = 575 V ; Va 3 = 4000 V ; V g1 = - 30 à - 90 V.

Brochage : voir figure RR - 3.05.

●

RR - 3.06 - M. Abdelhamid ARARA, Oran (Algérie) nous demande les caractéristiques de transistors cités dans sa lettre.

Etes-vous certain des immatriculations que vous nous indiquez ? Ne manquerait-il pas un chiffre à l'avant ?

De toutes façons, d'après les immatriculations **indiquées,** aucun des transistors cités ne figure dans nos documentations.

●

RR - 3.07 - M. René LERBY, 68 Magstatt-le-Bas nous demande le schéma d'un modulateur de lumière commandé par un microphone.

Un tel modulateur de lumière a été décrit dans « Electronique Pratique » n° 1510, page 78, revue à laquelle nous vous prions de vous reporter.

●

RR - 3.08 - M. Jean-Claude DEFRANCHI, 20 Miomo, nous demande : 1) Par quelle diode actuelle peut-on remplacer une SFR 125 ? 2) L'adresse où se procurer des circuits intégrés SAJ 110, etc.

1) Vous pouvez utiliser une diode type BY 127 (de la R.T.C.).

2) Il s'agit de circuits intégrés fabriqués par la R.T.C. 130, avenue Ledru-Rollin 75540 Paris Cedex 11. Mais cette firme ne livre pas directement aux particuliers ; il vous faut donc passer par l'intermédiaire d'un détaillant radio-électricien qui les commandera pour vous.

●

RR - 3.10 - M. Moliannéo JKLELDI, El Ancer (Algérie) nous demande les caractéristiques des circuits intégrés TBA 790 LSA et TBA 790 LSB.

TBA 790 LSA : amplificateur BF ; Vcc = 6 à 12 V ; Ri > 1 MΩ ; I repos < 10 mA pour Vcc = 9 V ; Po = 1,2 W pour Vcc = 9 V et Z charge de 8 Ω ; boîtier CB 21 ou TO 100.

TBA 790 LSB : amplificateur BF ; Vcc = 6 à 15 V ; Ri > 1 MΩ ; I repos < 10 mA pour Vcc = 9 V ; Po = 2,1 W pour Vcc = 9 V et Z charge de 8 Ω ; boîtier CB 21 ou CB 99.

Ces deux circuits intégrés sont de fabrication Sescosem 101, boulevard Murat - 75016 Paris.

JOURNAL "OM"

L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR

SOMMERKAMP

FT 221

(Suite voir N° 1553)

SOMMERKAMP FT-221

NOTES GÉNÉRALES

Pour les modes d'opération BLU, CW et AM on a choisi une conversion simple avec F.I. sur 10,7 MHz. En FM une double-conversion est employée avec une première F.I. sur 10,7 MHz et une deuxième sur 455 kHz. Dans le circuit de l'émetteur on trouve une simple conversion, dotée d'un filtre à quartz sur 10,7 MHz pour le signal BLU. En outre, il y a une diode varactor utilisée pour la modulation en fréquence sur l'oscillateur 10,7 MHz.

EXAMEN DU SCHÉMA

Récepteur :

RX RF UNIT = Partie H.F. du récepteur, module No. PB-1456.

Le signal d'entrée 144 MHz issu du relais antenne, RL 1201, est envoyé sur la cosse No.5 du module. Amplifié par Q 401, un FET du type 3 SK 51, le signal est envoyé vers le premier mélangeur, Q 402, un 2 SK 19 GR. Le signal d'entrée est alors mélangé avec un signal 133,3 à 137,3 MHz issu de l'unité « phase lockeed loop » afin de produire un battement F.I. 10,7 MHz à la sortie de Q 402. Les circuits d'entrée et les circuits de sortie sont dotés d'accord double. Il en résulte un accord centré sur le milieu de la bande. En conjonction avec les diodes varactor D 401 à D 404 on élimine les effets de cross-modulation ainsi que de l'intermodulation. Le signal F.I. passe ensuite à travers le filtre à quartz XF 401, un FMT-30. Le signal BLU, AM et CW est envoyé au premier ampli F.I. Q 404, 2 SC 372 Y, tandis que le signal FM est dirigé sur Q 403, un 2 SC 372 Y.

Les signaux BLU, AM et CW amplifiés par Q 404 passent ensuite à travers la diode noise-blanker, D 407, 1 S 1007 et arrive à la cosse No.14 tandis que le signal FM amplifié par Q 403 passe d'abord à travers le filtre céramique CF 401, 10,7 MF-BR et arrive à la cosse No.9 du module.

SSB IF UNIT = Module BLU F.I., No. PB-1462.

On envoie les signaux BLU, AM et CW de la cosse No.14 du module de la partie H.F. à travers la cosse No.3 du module BLU F.I. Le signal passe ensuite au travers du commutateur à diode au filtre à quartz XF-9 et arrive à l'ampli F.I., Q 901, un 2 SC 784 R. Il n'y a pas seulement une amplification par Q 901 mais aussi par Q 902, un TA 7045 M. La sortie de Q 902 alimente le démodulateur en anneau qui est constitué de 4 diodes, D 904 à D 907 (des 1 S 1007). A ce point arrive une porteuse venant de la cosse No.32 et l'oscillateur de porteuse situé sur l'unité MIC AMP (ampli micro).

La sortie basse fréquence passe par la cosse No.33 et l'inverseur MODE, S 3 D à la cosse No.28 du même module. Le signal F.I. est amplifié par Q 903, un 2 SK 19 GR, détecté par la diode AM, D 910 (une 1 S 188FM), pour l'opération en mode AM. Ensuite le signal basse fréquence est passé à travers la cosse No.25 à l'inverseur MODE, S 3 D.

Une partie du signal de sortie F.I. émanant de Q 903 est redressé par D 908, 1 S 1007, ainsi que D 913, 1 S 1555, pour assurer le contrôle automatique de gain. Cette tension CAG est ensuite amplifiée par Q 904 et Q 905, 2 SC 373, pour pouvoir contrôler le gain de l'ampli F.I. Q 901 et Q 902. Une autre partie va à travers de la cosse No.17 au module H.F. du récepteur pour le contrôle du gain ampli H.F., Q 401. La tension CAG est amplifiée par l'ampli du S-mètre Q 905, un 2 SC 373. Cette tension arrive finalement au S-mètre passant par le commutateur DISC/SM, monté sur la façade avant. Le signal basse fréquence arrivant de l'inverseur MODE et préamplifié par Q 907 et Q 908, des 2 SC 100 GR, est ensuite envoyé vers le module AF AMP (ampli basse fréquence) par la cosse No.29.

FM IF UNIT = Module F.M. F.I., No. PB-1463.

Le signal FM F.I. arrivant à la cosse No.17 du module, alimente le deuxième mélangeur Q 805, un 2 SC 372 Y, où il y a battement du signal 10,7 MHz avec le signal 10,245 MHz émanant du deuxième oscillateur Q 809, un 2 SC 372 Y. Il en résulte une deuxième F.I. sur 455 MHz. Cette F.I. passe par un filtre céramique, CF 802 et est ensuite envoyé vers le second ampli F.I. qui est constitué de Q 806 et Q 807, des 2 SC 372 Y, et de Q 808, l'ampli limiteur, un TA 7061 AP qui a pour but de rejeter toute trace de modulation d'amplitude. La sortie de Q808 est connectée au discriminateur D 304 et D 305, des 1 S 188 FM. Le discriminateur produit un signal basse fréquence correspondant au déplacement de fréquence (ou de phase) du signal F.I. 455 MHz. La sortie du discriminateur est ensuite acheminée vers l'étage commun d'amplification basse fréquence se trouvant sur le module SSB IF UNIT (module BLU F.I.) au travers, bien entendu, de l'inverseur MODE. En réception FM, quand il n'y a pas de porteuse à la F.I. 455 kHz, le bruit à la sortie du discriminateur passe à travers le potentiomètre de seuil VR 6. Ensuite aux amplis de bruit Q 810 et Q 811, des 2 SC 372 Y, et aux diodes de détection D 805 et D 806, des 1 S 188 FM. La tension continue qui en résulte est acheminée de la cosse No.8 au contrôle de seuil du squelch Q 607, un 2 SC 372 Y se trouvant sur le module AF AMP (module ampli B.F.).

Le signal 10,7 MHz est en même temps envoyé vers un ampli noise-blanker Q 801, un 2 SC 372 Y (ampli anti-parasites), et ensuite amplifié par Q 801, un 2 SC 372 Y, et Q 802, un circuit intégré du type μA 703 HC. Les diodes de détection de bruit D 801 et D 802, des 1 S 1555, produisent une tension continue qui est amplifiée par l'ampli de bruit à impulsions Q 803, un 2 SK 19 GR. En fonctionnement normal, Q 803 conduit en produisant la tension de coupure à la base du contrôleur d'entrée Q 804, un 2 SC 372 Y. Par conséquent, la tension d'alimentation élevée du Q 804 est dirigée de la cosse No.15 à la diode D 407, une 1 S 1007, se trouvant sur le module RX RF UNIT (module ampli H.F.) où le signal passe librement. S'il se présente du bruit à formes impulsives, Q 804 conduit et sa tension d'alimentation baisse et la diode D 407 coupe le signal F.I. pendant la durée de ces impulsions.

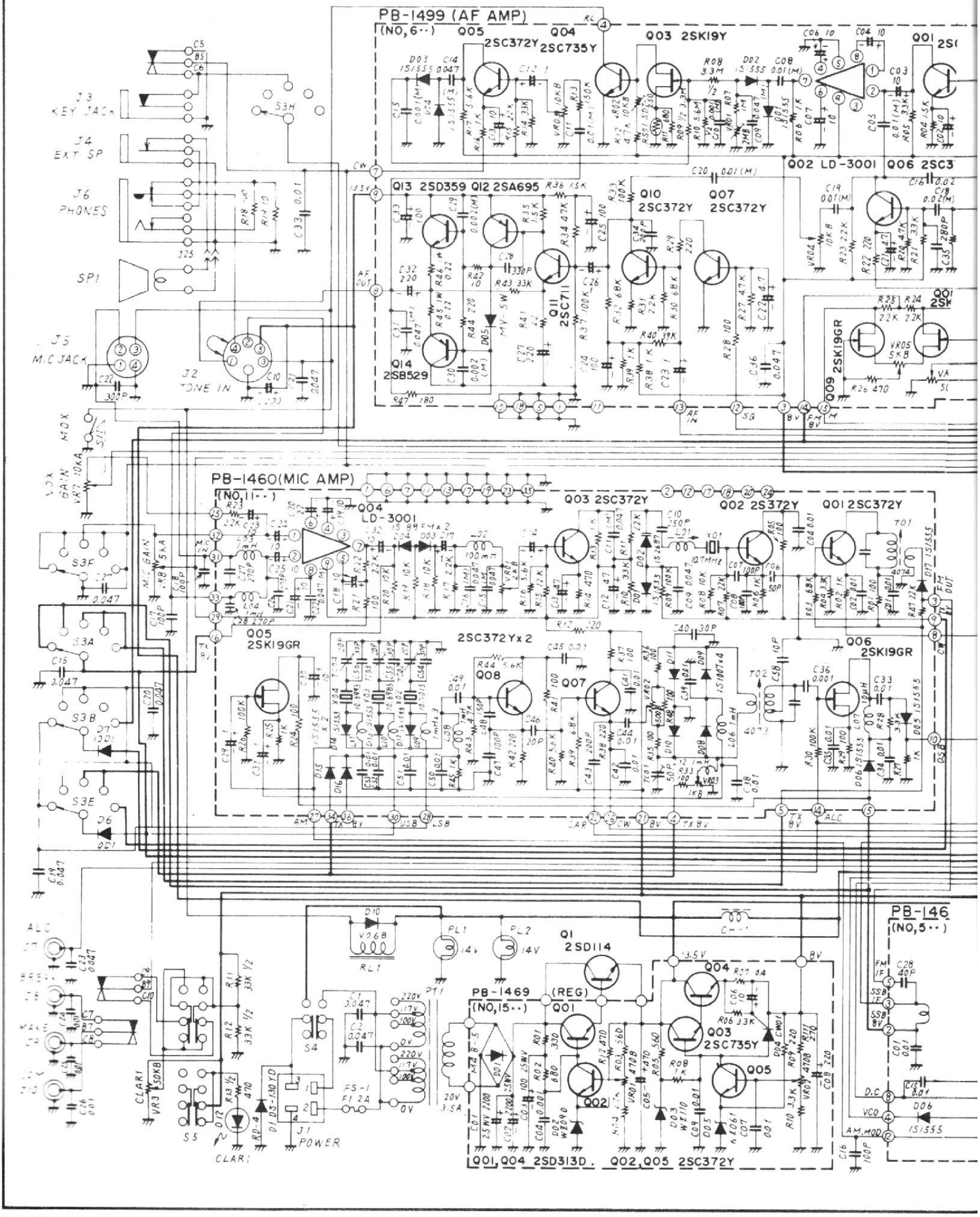
AF AMP UNIT = Module Ampli B.F., No. PB-1499.

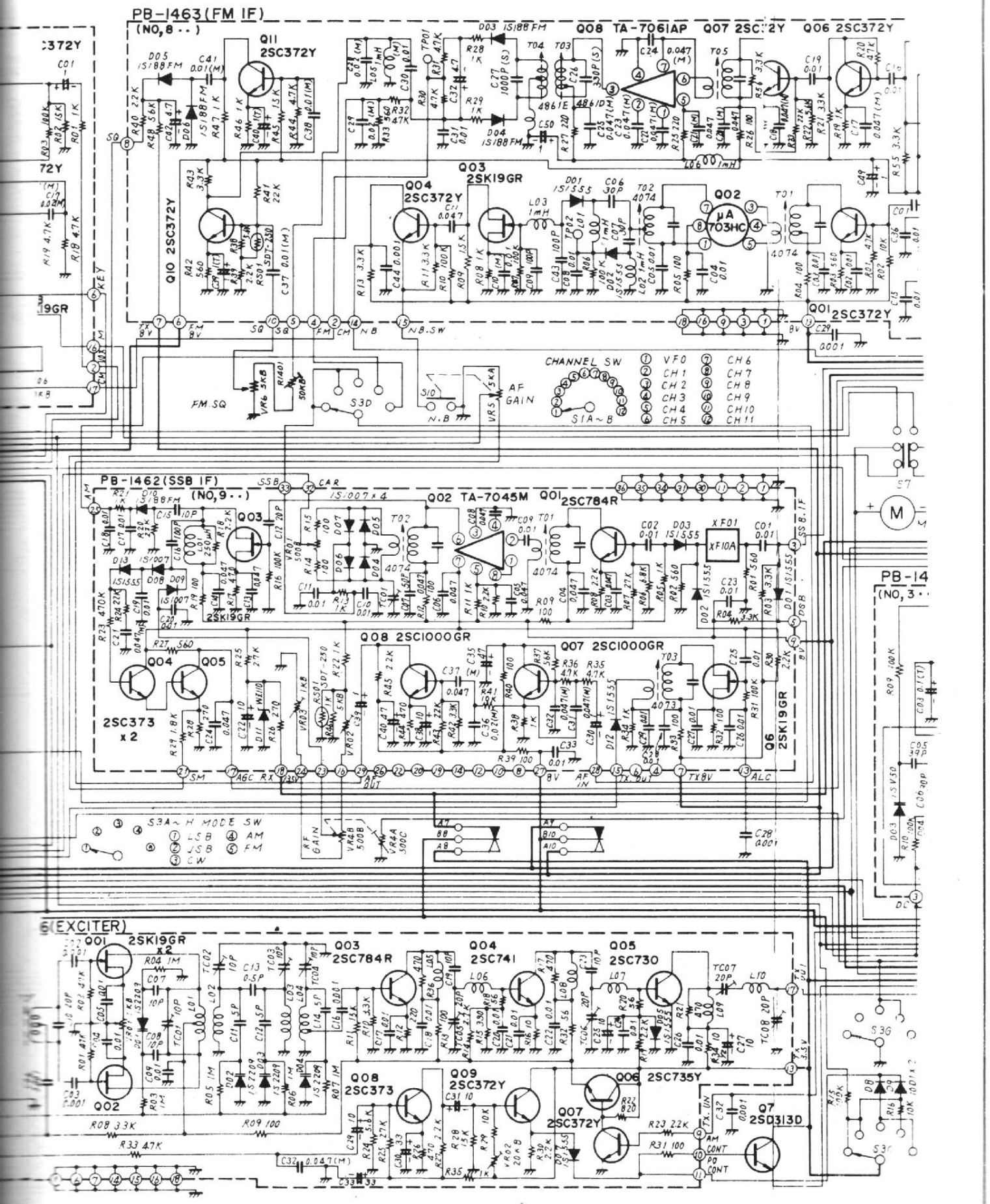
Le signal basse fréquence qui a été préamplifié dans le module BLU F.I. passe à travers de la cosse No.13 à l'étage d'amplification basse fréquence qui consiste en Q 610, 2 SC 372 Y, Q 611, un 2 SC 711, Q 612, un 2 SA 695, Q 613, un 2 SD 359 et Q 614, un 2 SB 529. Ici on utilise le système OTL, sans transfo de sortie. Ce circuit délivre 2 watts de puissance de sortie sur la cosse No.8. En opération FM, la tension squelch prélevée sur la cosse No.12 est acheminée au contrôle de squelch Q 607, un 2 SC 372 Y, qui commence à conduire avec du bruit sans signal. D'autre part, dans un cas comme celui-ci, l'entrée de l'ampli basse fréquence est mise à la masse afin de bloquer l'ampli B.F. Dès que se manifeste un signal, le Q 607 sera coupé permettant un fonctionnement normal de l'ampli. Une tension continue est envoyée en même temps venant de la cosse No.12 pour que l'ampli B.F. soit bloqué au cas où le « phase lockeed loop » se trouve interrompu. Le signal prélevé du premier ampli micro est envoyé à travers le potentiomètre de contrôle VOX GAIN VR7 et ensuite par la cosse No.2 à l'ampli VOX qui est constitué de Q 601, un 2 SC 372 Y et du circuit intégré Q 602, un LD-3001.

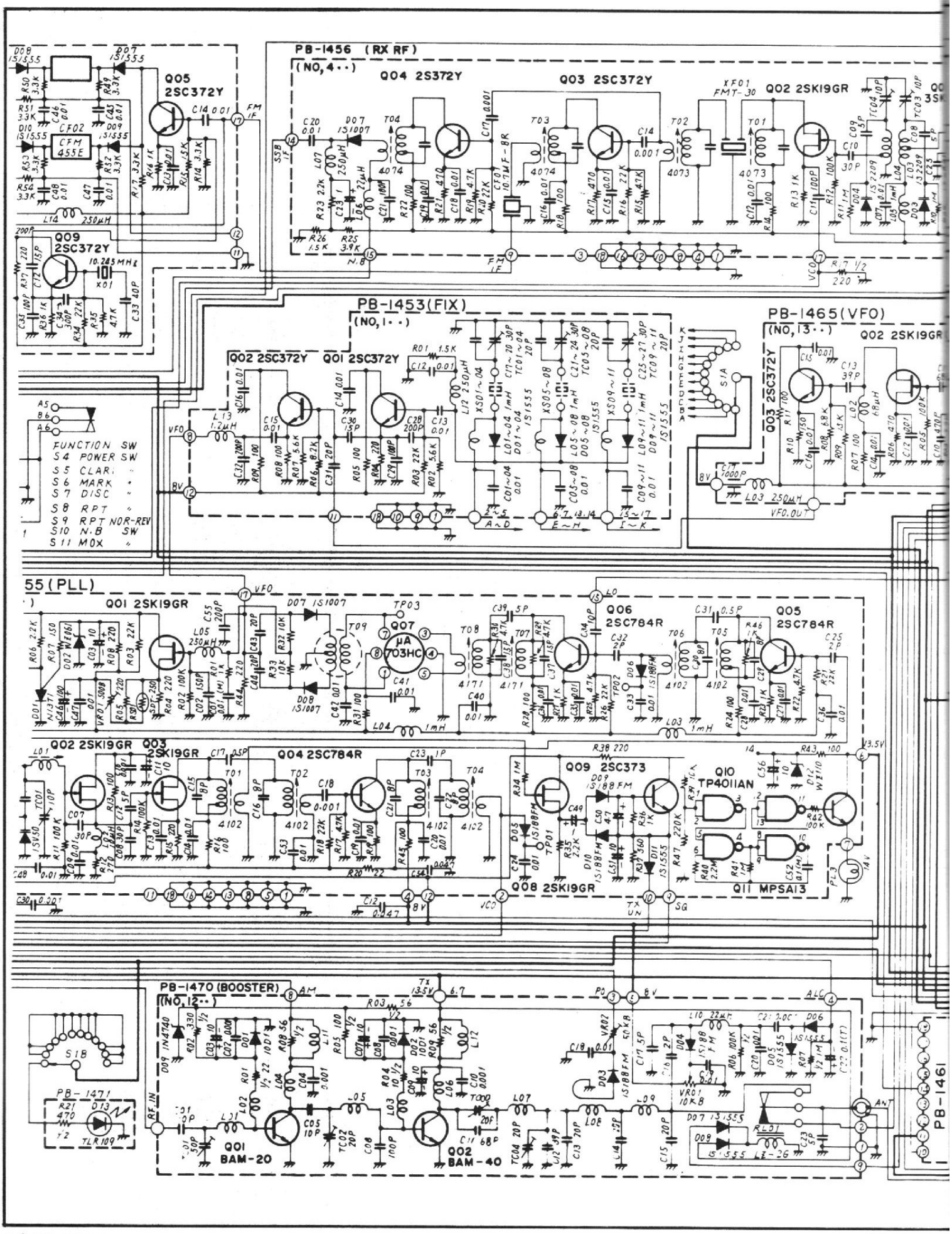
Ce signal amplifié est ensuite dirigé vers les diodes VOX, D 601 et D 602, des 1 S 1555. La tension continue qui en résulte est appliquée aux portes des contrôleurs de relais VOX Q 603, un 2 SK 19 Y et Q 604, un 2 SC 735 Y qui commenceront à conduire ce qui fait coller le relais VOX, RL1 sur le chassis principal. Le circuit ANTI-TRIP (Antivox) produit une tension de seuil dont le seul but est d'empêcher l'action du haut-parleur sur le micro. La tension de sortie B.F. du récepteur est insérée à travers du potentiomètre ANTITRIP VR 603 à l'ampli antitrip Q 605, un 2 SC 372 Y, puis aux diodes D 603 et D 604, des 1 S 1555. La tension continue négative de sortie résultante est branchée à la porte de Q 603. Elle réduit le gain du transistor de contrôle VOX déterminant le seuil de garde nécessaire. Le contrôle ANTITRIP VR 603 permet d'ajuster la tension de seuil nécessaire pour que la sortie du haut-parleur ne produise pas de tension positive excessive arrivant du redresseur VOX. Si jamais elle dépasse la tension négative fournie par le redresseur ANTITRIP, elle fera conduire le transistor de contrôle et collera le relais. En parlant dans le microphone, la tension positive dépassera la tension négative, dite tension ANTITRIP, et le relais va coller. Sa sensibilité peut être ajustée par VR 602. Pour que le relais ne retombe en position repos pendant une émission, le circuit DELAY avec son potentiomètre de contrôle VR 601 assurent la constante de temps. Un oscillateur basse fréquence Q 606, un 2 SC 372 Y est mis en marche dès que l'inverseur MODE est en position CW. Il s'agit là d'un circuit dit « phase-shift » opérant approximativement sur 800 Hz.

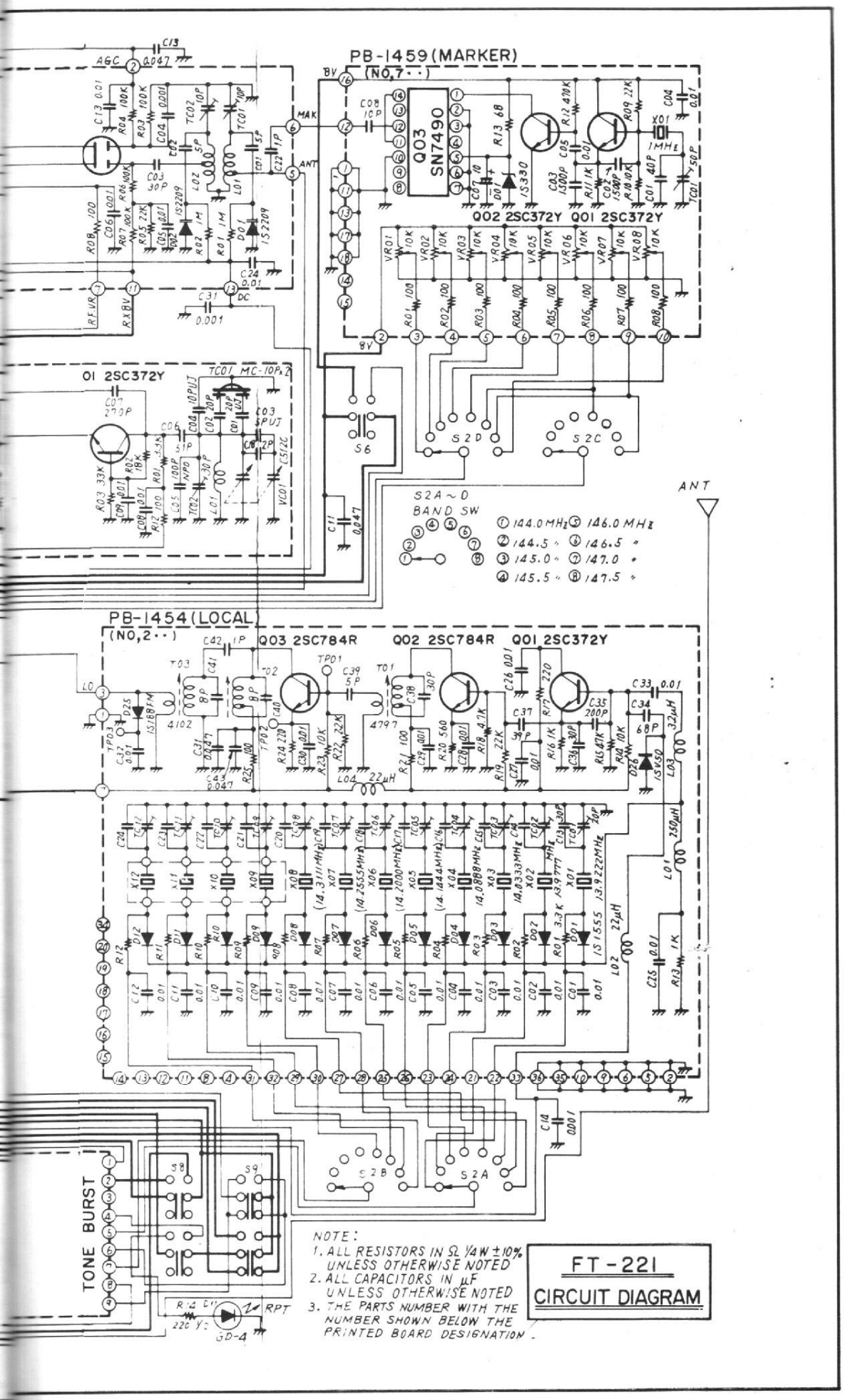
Cet oscillateur B.F. produit un side-tone afin de pouvoir contrôler la manipulation CW. Il est démarré par l'émetteur du Q 606 et injecté à l'ampli B.F., Q 601 du récepteur au travers du contrôleur de niveau VR 604. La sortie de Q 606 est également branchée sur l'ampli VOX Q 602, pour que l'opération CW, dite BREAK-IN soit possible. En FM, une tension continue recueillie à la sortie du discriminateur est appliquée au travers de la cosse No.17 à l'ampli différentiel Q 608 et Q 609, des 2 SK 19 GR.

Si la fréquence d'un signal reçu est déplacé du centre du discriminateur, la tension


PB-1499 (AF AMP)
(NO,6··)
Q05 2SC372Y
Q04 2SC735Y
Q03 2SK19Y
Q01 2SC
Q02 LD-3001
Q06 2SC3
Q13 2SD359
Q12 2SA695
Q10 2SC372Y
Q07 2SC372Y
Q11 2SC711
Q14 2SB529
Q09 2SK19GR
J3 KEY JACK
J4 EXT SP
J6 PHONES
SP1
J5 MIC JACK
J2 TONE IN
PB-1460(MIC AMP)
(NO,11··)
Q04 LD-3001
Q03 2SC372Y
Q02 2S372Y
Q01 2SC372Y
Q05 2SK19GR
2SC372Yx2
Q08
Q07
Q06 2SK19GR
PB-146
(NO,5··)
Q1 2SD114
PB-1469 (REG)
(NO,15··)
Q01
Q04
Q03 2SC735Y
Q02
Q05
Q01,Q04 2SD313D. Q02,Q05 2SC372Y
J1 POWER
S5
CLAR1
S4
RL1
PL1
PL2
PT1
ALC
BREAK
MAKE
MOX
MIC GAIN
S3A
S3B
S3E
S3F
S3H
AF IN
SG
FM 8V
AM
USB
LSB
CAR
CW
TX 8V
ALC
D.C
VCO
AM.MOD


PB-1463(FM IF)
(NO,8 - -)
Q11 2SC372Y
Q10 2SC372Y
Q03 2SK19GR
Q04 2SC372Y
Q08 TA-7061AP
Q07 2SC372Y
Q06 2SC372Y
Q02 μA 703HC
Q01 2SC372Y
CHANNEL SW
VFO
CH 1
CH 2
CH 3
CH 4
CH 5
CH 6
CH 7
CH 8
CH 9
CH 10
CH 11
S1A~B
FM SQ
AF GAIN
N.B
PB-1462(SSB IF)
(NO,9 - -)
Q02 TA-7045M
Q01 2SC784R
Q03 2SK19GR
Q08 2SC1000GR
Q07 2SC1000GR
Q04
Q05
2SC373 x2
Q6 2SK19GR
S3A~H MODE SW
LSB
USB
CW
AM
FM
RF GAIN
PB-14
(NO,3 -
6(EXCITER)
Q01 2SK19GR x2
Q02
Q03 2SC784R
Q04 2SC741
Q05 2SC730
Q08 2SC373
Q09 2SC372Y
Q07 2SC372Y
Q06 2SC735Y
Q7 2SD313D
AM CONT
PO CONT


PB-1456 (RX RF)
(NO,4··)
Q04 2S372Y
Q03 2SC372Y
Q02 2SK19GR
Q05 2SC372Y
Q09 2SC372Y
CFM 455E
PB-1453(FIX)
(NO,1··)
Q02 2SC372Y
Q01 2SC372Y
PB-1465(VFO)
(NO,13··)
Q02 2SK19GR
Q03 2SC372Y
FUNCTION SW
S4 POWER SW
S5 CLAR
S6 MARK
S7 DISC
S8 RPT
S9 RPT NOR-REV
S10 N.B SW
S11 MOX
55 (PLL)
Q01 2SK19GR
Q07 μA 703HC
Q06 2SC784R
Q05 2SC784R
Q02 2SK19GR
Q03 2SK19GR
Q04 2SC784R
Q09 2SC373
Q10 TP4011AN
Q08 2SK19GR
Q11 MPSA13
PB-1470 (BOOSTER)
(NO,12··)
Q01 BAM-20
Q02 BAM-40
PB-1471
PB-1461



continue qui en résulte fera conduire ou bien Q 608 ou bien Q 609 indiquant ainsi la valeur de déplacement sur le S-mètre. Bien entendu, il faut que le commutateur DISC soit en position fonction. VR 605 a pour but de balancer l'ampli différentiel quant à VR 606, il permet de calibrer la sensibilité du S-mètre.

Emetteur :

MIC AMP UNIT = Module ampli microphone, No. PB-1460.

Le signal issu du microphone, passant par la cosse No.31, est directement envoyé vers le premier ampli micro. C'est la moitié de Q 1104, un circuit intégré LD-3001. L'impédance d'entrée de cet ampli est de 600 ohms. L'amplitude de ce signal est contrôlée par MIC GAIN (contrôle de gain micro) entre les cosses No.29 et 31. Ensuite amplifiée par le deuxième ampli micro, l'autre moitié de Q 1104. Le signal de sortie est acheminé vers la source de Q 1105, un 2 SK 19 GR et arrive finalement au modulateur en anneau qui est constitué des diodes D 1108, 2 SC 372 Y, travaille sur 10 701,5 MHz en LSB (bande latérale inférieure), sur 10 698,5 MHz en USB (bande latérale supérieure) et sur 10 699,3 MHz en AM/CW selon la position de l'inverseur MODE. En CW, l'oscillateur de porteuse travaille sur 10 699,3 MHz en émission, et sur 10 698,5 MHz en réception ce qui produit une note de battement de 800 Hz en réception pour la lecture au son. En position AM, l'oscillateur de porteuse est coupé en réception. L'inverseur MODE sélectionne le quartz correspondant par l'intermédiaire d'une diode. La sortie de l'oscillateur passe au travers du tampon Q 1107, un 2 SC 372 Y, au modulateur équilibré en anneau formé des diodes D 1108 à D 1111,

1 S 1007. Le signal porteuse venant de l'ampli tampon Q 1107 est acheminé pour la réception BLU et CW à travers la cosse No.22 au module BLU F.I. La balance porteuse est ajustée par le potentiomètre VR 1002 ainsi que par son trimmer TC 1101. Le signal à double bande latérale sans porteuse est ensuite amplifié par Q 1106, un 2 SK 19 GR, et envoyé de la cosse No.10 vers la cosse No.5 du module BLU F.I. du récepteur. En opération AM ainsi qu'en CW le modulateur est déséquilibré par une tension continue venant de la cosse No.4. Le signal porteuse passe par le transfo T 1102 à l'ampli de porteuse Q 1101, un 2 SK 372 Y. Ainsi amplifiée, la porteuse est envoyé de la cosse No.3 au module MÉLANGEUR-MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCE.

la sortie basse fréquence de Q 1104 est envoyé de la cosse No.27 vers la cosse No.12 du MÉLANGEUR pour être amplifié à un niveau satisfaisant en modulation AM.

En opération FM, l'oscillateur à quartz Q 1102, 2 SC 372 Y, produit une fréquence de 10,7 MHz qui est attaqué par une diode varactor D 1102, une 1 S 2687, au rythme de la basse fréquence. Le signal basse fréquence venant de l'ampli micro Q 1104 est directement inséré dans le circuit IDA (ajustement de déviation instantanée). Ce circuit IDA est composé de diodes D 1103 et D 1104, des 1 S 188 FM, écrête aussi bien les amplitudes positives que négatives qui dépassent un niveau prédéterminé pour que la déviation soit limitée à un certain maximum. Le signal basse fréquence écrêté est acheminé d'abord vers un filtre passe-bas, arrive au potentiomètre de déviation VR 1101. Ensuite le signal est amplifié par Q 1103, un 2 SC 372 Y avant d'arriver au modulateur, une diode varactor D 1102. Il convient d'ajouter que le filtre passe-bas limite la modulation émise par atténuation des fréquences se trouvant au-delà du spectre de la voix.

Ce signal de modulation de fréquence est ensuite amplifié par Q 1101, un 2 SC 372 Y, et arrive à travers le transfo de sortie T 1101 à la cosse No.5 du module EXCITER (mélangeur-balance et multiplicateur de fréquence).

Si l'inverseur MODE se trouve en position CW, le circuit de l'émetteur formé par Q 1107 et Q 1101 se trouve connecté au jack du manipulateur morse à travers les cosses No.8 et 26.

EXCITER UNIT = Module mélangeur de balance-multiplicateur de fréquence, PB-1466.

Le signal de sortie AM, BLU, CW et FM de 10,7 MHz arrivant de l'ampli micro est connecté sur le module EXCITER par les cosses No.3 et 5.

Ce signal 10,7 MHz est directement injecté au mélangeur équilibré qui est constitué de Q 501 et de Q 502, des 2 SK 19 GR, puis mélangé avec un signal local de 133,3 à 137,3 MHz arrivant par la cosse No.4 et produisant ainsi un signal de 144 à 148 MHz. A la sortie du mélangeur équilibré, le signal passe par les circuits accordés L 501 à L 504 qui, à leur tour, sont accordés par les diodes varactor D 501 à D 504, des 1 S 2209. Ici, bien entendu, les tensions sont pré-ajustées par rapport aux positions du commutateur de bandes. De cette façon, le circuit se trouve parfaitement accordé sur la fréquence d'émission sans le moindre résidu de signaux indésirables. Le signal est ensuite amplifié par une chaîne d'amplis comportant les transistors Q 503, 2 SC 748 R, Q 504, 2 SC 741 et Q 505, 2 SC 730. Le tout arrive par la cosse No.17 au module BOOSTER (driver/final).

La tension nécessaire pour les transistors Q 501 à Q 504 est fournie à travers Q 506, un 2 SC 735 Y. Si jamais le circuit dit « phase lockeed loop » se trouve coupé, le transistor de contrôle Q 507, 2 SC 372 Y ne conduit plus et bloque Q 506 qui coupe la tension continue des transistors Q 501 à Q 504.

Le signal basse fréquence arrivant sur cosse No.27 du module MIC AMP (ampli micro) est acheminé à travers l'ampli AM, Q 508, un 2 SC 373, passant par Q 509, un 2 SC 372 Y, et le modulateur AM, Q 7, un 2 SD 313 D, qui à son tour contrôle la tension fournie au driver Q 1201, un BAM-20, se trouvant sur le module BOOSTER (module driver/final).

BOOSTER UNIT = Module driver/final, PB-1407.

Le signal issu du module mélangeur équilibré est envoyé vers le module BOOSTER et amplifié par le driver Q 1201, un BAM-20, puis par l'ampli final Q 1202, un BAM-40 qui envoie ses 10 watts de puissance H.F. à l'antenne au travers d'un filtre passe-bas à deux étages. La tension continue appliquée à Q 1201 arrive par le modulateur AM, Q 7, un 2 SD 313 D.

Une diode zéner D1209, 1N4740, stabilise à 9 volts la tension négative. Deux diodes D1201 et D1202, 10 D1 protègent le transistor final contre une destruction possible provoquée par un échauffement anormal et réduisant la tension négative si jamais la température ambiante s'élève dangereusement. Une toute petite partie de la H.F. de sortie est redressée par la diode D1203, 1 S 188 FM, et la tension continue qui en résulte sert d'indication de puissance relative de sortie.

La tension continue prélevée sur une autre prise H.F. de sortie est représentée par les deux diodes ALC (contrôle automatique de niveau) D1205 et D1206, des 1 S 1555 (qui, d'ailleurs, sont contrôlés par VR1201). Elle est acheminée à la porte de Q906 dans le module BLU F.I. ainsi qu'à Q1106 dans le module AMPLI MICRO. Ceci contrôle le gain des modules pour que le niveau d'attaque aux transistors PA soit automatiquement nivelé, ce qui élimine nettement les causes de distorsions.

Les diodes de blocage D1207 et D1208 coupent la tension d'alimentation de Q1203 pendant que l'antenne est déconnectée durant la calibration.

Autres circuits :

Certains circuits sont utilisés aussi bien pour l'émission que pour la réception. Ce sont les circuits suivants :

Circuit PLL :

- Module VFO (Osc. variable) PB-1465
- Module FIX (canaux fixes) PB-1453
- Module LOCAL (oscillateur pour répeteurs) PB-1454
- Module PLL (phase lockeed loop) PB-1455

Le circuit du FT-221 utilise le système « phase lockeed loop » afin d'obtenir un signal stable et variable entre 133,3 et 137,3 MHz, ce qui couvre entièrement la bande des 2 mètres

VFO UNIT = Module oscillateur variable, No. PB-1465.

Ce module est incorporé dans le chassis du VFO. Ce VFO (oscillateur à fréquence variable) S 1301, un 2 SC 372 Y, produit un signal entre 8 000 et 8 500 kHz et qui représente la gamme d'accord d'un segment de 500 kHz. Le glissement de fréquence a pratiquement été éliminé en utilisant une certaine compensation en température par un

trimmer à différentiel. Le signal du VFO passe ensuite par un ampli tampon Q 1302, 2 SK 19 GR, ainsi que par Q 1303, un 2 SC 732 Y, et arrive sur la cosse No.11 du module FIX (canaux fixes). L'ampli tampon amplifie le signal du VFO.

FIX UNIT = Module canaux fixes, PB-1453.

En dehors d'une utilisation normalement effectuée par le VFO, il y a aussi la possibilité de choisir 11 différentes positions pour un pilotage par quartz. (En option) L'inverseur à 11 positions se trouve sur la façade avant.

L'oscillateur à canaux fixes Q 101, 2 SC 372 Y, travaille sur la fondamentale du quartz, choisie par l'inverseur diode D 101 à D 111, des 1 S 1555. La sortie, issue de la cosse No.8, passe à travers l'ampli tampon Q 102, 2 SC 372 Y, au module PLL.

Le VFO est acheminé de la même façon.

La fréquence du quartz doit être forcément comprise dans la gamme entre 8 000 et 8 500 kHz et se calcule comme suit :

$f_x = f_0 - f_1$

dont f_1 qui se trouve sur un tableau (I) et f_0 qui est la fréquence d'utilisation.

LOCAL UNIT = Module oscillateur afin de pouvoir utiliser les répeteurs, No. PB-1454.

Cet oscillateur engendre un signal H.F. utilisé pour la conversion du signal VCO (oscillateur contrôlé par tension) à un signal entre 8 000 et 8 500 kHz qui est indispensable pour la comparaison de phase avec celle du signal de référence arrivant du VFO. Un oscillateur piloté par quartz Q 201, un 2 SC 372 Y, oscille sur la fréquence fondamentale du quartz. Une diode varactor D 226, une 1 SV 50, connectée à la base de Q 201, sert de clarifier. La sortie de l'oscillateur arrive à l'étage multiplicateur de fréquence, Q 202 et Q 203, des 2 SC 784 R, qui travaillent sur partiel 9. Le quartz est choisi par l'inverseur à diode connecté au commutateur se trouvant sur la façade avant. Sur tableau (II) on peut comparer la relation entre fréquence et gamme. Le signal ainsi multiplié est ensuite acheminé de la cosse No.3 au module PLL. Pour que l'on puisse utiliser des répeteurs, un quartz taillé sur 14,1333 MHz, X 210, est employé pour obtenir un signal de 127,2 MHz qui est 600 kHz plus haut que le signal hétérodyné normalement quand le commutateur de bande se trouve sur le segment 146,5 MHz. Un quartz taillé sur 14,3222 MHz, X 211, est utilisé pour obtenir un signal hétérodyné de 128,3 MHz qui est 600 kHz plus haut que le signal hétérodyné normalement quand le commutateur de bande se trouve placé sur le segment démarrant à 147,0 MHz.

Un relais, RL 1001 se trouvant sur le module TONE BURST sélectionne les quartz si l'inverseur RPT (trafic par répeteurs) S 8 se trouve en position ON. Un autre inverseur NOR-REV (normal-reverse) S 9, placé en position NOR permet au relais de commuter le quartz correspondant au déplacement de 600 kHz de la fréquence d'émission vers le bas dans le segment de bande de 146,5 MHz, et de 600 kHz plus haut dans le segment de 147,0 MHz. Bien entendu, le cadran du VFO indique la fréquence de réception. Avec S9 pourtant en position REV, la procédure est inversée car le relais commute maintenant le quartz correspondant au déplacement en réception de 600 kHz plus bas dans le segment de 146,5 MHz et de 600 kHz plus haut dans le segment de 147,0 MHz. Le cadran du VFO indique alors la fréquence d'émission.

PLL UNIT = Module phase lockeed loop, PB-1455.

Ce module engendre un signal pour les mélangeurs de l'émetteur et du récepteur toujours en conjonction avec l'oscillateur « phase lock ».

Un oscillateur contrôlé par tension Q 302, un 2 SK 19 GR, engendre un signal compris entre 133,3 et 137,3 MHz. Le tout déterminé par le circuit qui comprend les pièces détachées suivantes : L 301, TC 301, C 306, D 303 et D 304. La diode varactor D 303 change la fréquence par la tension continue délivrée par l'ampli détecteur de phase Q 301, un 2 SK 19 GR. La diode varactor D 304 est utilisée pour changer la fréquence d'oscillation en fonction de la position de l'inverseur de bande pour qu'une boucle stable du VCO (oscillateur contrôlé par tension) soit établie. La sortie du VCO, Q302, est acheminée au travers de deux amplis tampon Q 303, un 2 SK 19 GR et Q 304, un 2 SC 748 R. Le signal arrive au mélangeur Q 501 en réception et au mélangeur Q 502 en émission. Une partie de la sortie de Q 303 est amplifiée au travers l'ampli tampon Q 305, un 2 SC 784 R, et arrive au mélangeur Q 306, un 2 SC 784 R, ou le signal émanant de l'oscillateur LOCAL est converti en un signal comparateur compris entre 8 000 et 8 500 kHz. Ce signal comparateur est ensuite amplifié par le circuit intégré Q 307, un μA 703 HC et dirigé vers le circuit de détecteur de phase qui est constitué des diodes D 307 et D 308, 1 S 1007. Ce détecteur de phase compare la phase du signal comparateur avec celle du signal de référence qui arrive par la cosse No.17 du module FIX UNIT (canaux fixes), que cela soit un signal VFO ou un signal quartz par canaux fixes. Toute différence de phase est convertie en une tension corrigeant toute erreur. Cette tension dite « tension d'erreur » est amplifié par Q 301, un 2 SK 19 GR et envoyé à la diode varactor D 303, une 1 SV 50, qui, à son tour, change la phase du signal de sortie pour qu'elle soit en phase avec celle de l'entrée.

Le transistor programmable à jonction unique D 301, un N 13 T 1, engendre un train d'ondes en dents de scie dès que le VCO (oscillateur contrôlé par tension) est coupé. Il convient d'ajouter ici que cette oscillation en dents de scie est employée pour fermer le circuit du VCO. Une partie de cette oscillation est amplifiée par l'ampli en dents de scie Q 308, un 2 SK 19 GR et redressée par D 309 et D 310, 1 S 188 FM.

Cette tension redressée fait conduire Q 309, un 2 SC 373, et la tension émetteur fait conduire Q 607 (placé sur le module ampli B.F.). De cette façon, l'entrée de l'ampli B.F. est coupé et le récepteur reste muet dès que le circuit PLL est coupé. En émission, cette même tension contrôle Q 507 (placé sur le module EXCITER) ce qui bloque Q 506. Le résultat est que tous les étages du module mélangeur de balance cessent de fonctionner. Par conséquent, émetteur et récepteur ne fonctionnent plus si le circuit VCO est coupé. Avec cette tension, le multivibrateur Q 310, un TP 4011 AN, produit une impulsion rythmique au driver à lampe à témoin Q 311, un MPSA 13. La lampe témoin se met à clignoter, indiquant ainsi que le circuit VCO est coupé.

MARKER UNIT = Module calibrateur d'étalonnage, PB-1459.

Le calibrateur d'étalonnage piloté par quartz Q 701, 2 SC 372 Y, engendre un signal sur 1 MHz. Sa sortie est envoyée au travers d'un ampli tampon Q 702, un 2 SC 372 Y, puis vers un diviseur de fréquence Q 703, un circuit intégré SN 7490 N à la sortie duquel on obtient le signal de 100 kHz. Avec l'interrupteur MARK

en marche, le relais d'antenne est commuté en émission pendant la calibration. Sur ce module sont implantés les potentiomètres VR1 à VR8. Ils servent à changer la fréquence d'accord du VCO et celle des circuits du module EXCITER (mélangeur équilibré).

TONE BURST UNIT = Module de tonalité BF en début de transmission PB-1461.

La tonalité B.F. est automatiquement transmise de la façon suivante : supposons que la pédale du micro soit enclenchée brièvement avant une émission normale, le changement rapide de tension dans le circuit PTT (push-to-talk) émet une impulsion au circuit « BURST ». Ce circuit est constitué des IC suivants : Q 1001, Q 1002, Q 1003, des TP 4011 AN, Q 1004 et TP 4049 AN. Ils mettent ensuite l'oscillateur B.F. Q 1003, un TP 4011 AN en marche pour une durée préréglée.

Une pression normale sur la pédale du micro ne produit pas la tonalité B.F.

La fréquence B.F. de la tonalité peut être ajustée entre 1 000 et 2 000 Hz par VR 1002. La durée s'ajuste par VR 1001. L'amplitude de sortie du signal peut être réglée par VR 1003. La sortie de l'oscillateur est acheminée au travers le tampon Q1006, un 2 SK 19 GR et arrive à la cosse No.29 du module MIC AMP (ampli micro).

POWER SUPPLY et REGULATOR UNIT = Module alimentation et tension régulée. No. PB-1469.

L'alimentation secteur peut fonctionner sur les tensions alternatives suivantes : 100-110-117-200-220 ou 234 volts à 50-60 Hz et sur 12 volts continus négatif à la masse. Il suffit seulement d'insérer le cordon adéquat dans la prise arrière pour que se fassent automatiquement les commutations.

Opérant à partir du secteur alternatif, on obtient la tension continue par un redresseur en pont, D 150, une M4B-5, relié au secondaire 20 volts, 3,5 ampères du transfo d'entrée secteur. La tension continue est réglée à 13,5 volts par le circuit de régulation de tension comprenant Q 1501, un 2 SD 313 D et Q1, un 2 SD 114.

Comme les circuits VFO et l'oscillateur local du PLL ont besoin d'une tension extrêmement stable, les 13,5 volts continus sont stabilisés à nouveau à 8 volts par les circuits Q 1503, un 2 SC 735 Y, Q 1504, un 2 SD 313 D et Q 1505, un 2 SC 372 Y.

En fonctionnement sur continu, la tension positive est reliée à la cosse No.3, la tension négative à la cosse No.4 de la prise d'entrée J1. Afin de protéger les circuits contre une inversion de polarité, la diode de protection D1, une DS 130 YD, va conduire fortement si la tension est inversée et le fusible dans le cordon sautera.

Harry M. LILIENTHAL
F6DYG-DL7AH
Vérifié par F8LC

NOUVEAU... NEW... NEU ... NOUVEAU... NEW... NEU ... NOUVEAU... NEW... NEU ...

2 ensembles compacts MUSIC CENTER d'excellente qualité musicale

MC 665

- Normes DIN 45 500
- TUNER : 4 gammes d'ondes PO - GO - OC - FM - Préselection électronique de 6 stations FM par touches SENSOR
  Décodeur stéréo à commutation automatique mono-stéréo
  5 Potentiomètres à glissière
- Platine de lecture automatique GARRARD 35 SB avec cellule magnétique SHURE M 75
- Platine CASSETTE pour enregistrement et reproduction mono-stéréo
  Système Dolby — Commutateur pour bandes Cr O^2
- AMPLIFICATEUR : 2x30 Watts efficaces
  Bande passante : 30 - 25 000 Hz
  Distorsion : < 0,5 % — Sortie : 4 HP
- Dimensions de l'appareil : 62x42x19 cm

MC 663

- TUNER : PO - GO - OC - FM -
- Platine de lecture automatique GARRARD 6200 CP avec cellule céramique KS 40 A/A
- CASSETTE RECORDER
- AMPLIFICATEUR : 2x12 Watts efficaces
  Bande passante : 40 - 15 000 Hz — Distorsion : < 1,0 %

☆*Documentation — Liste des revendeurs :*

S.I.M.E.T.
Société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS
Tél. : 508.40.46 et 41.44

LES VRAIS SPÉCIALISTES DE LA HIFI NE SONT PA

PLATINE «A1.B»
Clément Schlumberger

à bras tangentiel asservi électroniquement par moteur sans collecteur.

La platine Clément-Schlumberger A1.B représente une évolution importante vers la perfection en matière de lecture de disque phonographique.
Quatre défauts des plus importants du bras classique ont été supprimés par :

l'élimination de "l'erreur de piste"
Le chemin parcouru par la pointe de lecture au cours de l'audition est le même que celui parcouru par le burin de gravure pendant la réalisation du disque original (trajectoire rectiligne).

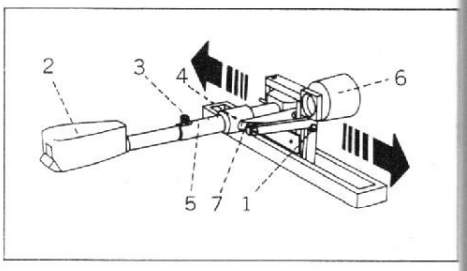
l'élimination de la force d'attraction vers le centre du disque.
La pointe se trouvant toujours sur un rayon du disque perpendiculaire au bras de lecture, aucune poussée latérale ne peut donc exister.

la réduction de la masse du bras.
Le bras très court de la platine Clément-Schlumberger A1.B, à une masse dynamique très faible.

l'élimination du couple résistant au pivotement dû aux fils de sortie modulation.
En fonctionnement, le bras ne pivotant pas (à l'excentration du disque près), les fils n'apportent pas de contraintes comme pour un bras rotatif.

caractéristiques générales
bras tangentiel asservi électroniquement par moteur sans collecteur,
moteur d'entraînement du plateau type synchrone 250 tr/mn commandé par oscillateur,
montage aisé de toutes les cellules stéré ou quadriphonique dans la coquille,
vitesses 33 et 45 tr/mn - réglage fin 3%
lève-bras par moteur électrique indépendant,
bruit de fond < - 60 dB,
pleurage total < 0,1 %.

1. réglage de hauteur de la cellule en position relevée
2. coquille porte cellule
3. écrou moleté de blocage
4. poids mobile
5. lecture de la press
6. contre-poids d'équilibrage
7. diabolo



IFI SCOPE
90, RUE LA FAYETTE 75009 PARIS (METRO : POISSONNIERE) TEL. 770.32.96

LA MAISON DE LA HI FI
236, BD PEREIRE 75017 PARIS (METRO : PTE MAILLOT) TEL. 380.36.23-380.35.66

PLUS CHERS ! COMPAREZ...

IFI SCOPE
90, RUE LA FAYETTE 75009 PARIS
(METRO : POISSONNIERE) TEL. 770.32.96

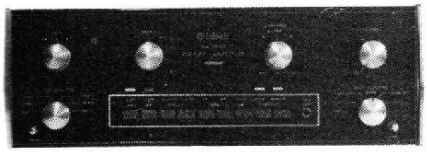
LA MAISON DE LA HI FI
236, BD PEREIRE 75017 PARIS
(METRO : PTE MAILLOT) TEL. 380.36.23-380.35.66

CONCEPTION 2G PUBLICITE 93608398

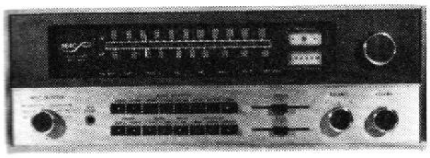
McIntosh

c'est cela

... mais McIntosh 1re marque du monde, c'est aussi une très large gamme dont voici un aperçu.

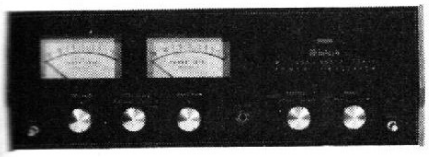


Amplificateur préamplificateur : MA 6100
Puissance continue les deux canaux en fonction : 2 x 70 W sous 8 Ω. Distorsion par harmoniques : < 0,05 %



Ampli-tuner : MAC 1900
Puissance continue les deux canaux en fonction : 2 x 55 W sous 8 Ω. Distorsion par harmoniques : < 0,05 %. Sensibilité FM : < 2,5 µV à 100 % de modulation.

Préamplificateur : C 26
Rapport signal/bruit sur entrée phonolecteur magnétique : 62 dB.



Amplificateur de puissance stéréophonique : MC 2505
Puissance continue les deux canaux en fonction dans la bande passante de 20 Hz à 20.000 Hz : 2 x 50 W sous 4-8-16 Ω (transformateur adapteur d'impédance en sortie) 100 W en mono.

extrait de notre tarif

(tarif au 1/4/76)

A.D.C. cellule XLM MK II	390 F
AKAI platine AP 001	780 F
AKAI magnétophone X 201 D reverse	1930 F
A.R. AR 4 X A	550 F
A.R. AR 3 A improuved	1690 F
B.O. Beomaster 1700	1290 F
B.O. Beolab 1700	1450 F
CELESTION Ditton 44	1050 F
CELESTION Ditton 66	1750 F
GARRARD 125 SB	600 F
HARMAN-KARDON 401	1290 F
HARMAN-KARDON 330 B	1790 F
HITACHI Ampli-tuner SMR 7240	2200 F
HITACHI K7 Dolby 2040 D	1200 F
J.B. LANSING L 16	940 F
J.B. LANSING L 100 Century	2700 F
J.M. REYNAUD enceintes 3 voies	1500 F
J.M. REYNAUD enceintes 2004	1890 F
KEF Chorale	490 F
KEF Cadenza	890 F
KOSS Casque K6	160 F
KOSS HV 1 A	330 F
LENCO B 55	550 F
LENCO L 80	750 F
MAC-INTOSH Ampli-préampli MA 6100	6500 F
MAC-INTOSH Ampli MC 250	3950 F
MARANTZ Ampli 1030	1290 F
MARANTZ Ampli 1070	1950 F
MARANTZ Ampli 1120	3900 F
MARTIN Micro Max	600 F
MARTIN Crescendo II	1600 F
MONITOR Audio MA 3	2600 F
NIKKO TRM 500	1290 F
NIKKO STA 9090	3500 F
NIVICO Ampli-tuner 4 VR 5426	2360 F
PHILIPS Enceintes asservies RH 541	1150 F
PHILIPS Enceintes asservies RH 544	1600 F
PIONEER Platine PL 12 D	800 F
PIONEER K7 CT 6161	1990 F
ROTEL Ampli RA 311	1000 F
S.A.E. Ampli-préampli 30 et 31	4000 F
SANYO Ampli DCA 650	1950 F
SANYO Ampli-tuner DCX 6000	2390 F
SCOTT Ampli A 426	1390 F
SCOTT Enceintes S 17	450 F
SERVO-SOUND Enceintes asservies SL 21	1100 F
SHURE Cellule M 75 ED	200 F
SHURE Cellule V 15 III	690 F
TANNOY Enceintes Eaton	1350 F
TEAC K7 A 450	2890 F
TEAC K7 A 360	2450 F
TEAC Magnéto 3300 S	4150 F
TECHNICS Ampli SU 3150	1466 F

(bon à découper)

Envoi de notre tarif complet et de notre barème de crédit contre 4 F en timbres poste.

aux champs comme à la ville...

JGD PUBLICITE - ILLUSTRATION Y. MASAYUKI

SEN ALLOY HEAD

ANRS
Automatic Noise Reduction System

MATERIEL REPRESENTE :

(1) Réflecteur de concentration sonore TL-E71. (2) Mélangeur microphonique 6 canaux avec amplificateur d'échos MI-E60. (3) Tambour de cordon stéréo TL-E41. (4) Pied pour microphone à deux usages TL-E32. (5) Agrafe support TL-E33. (6) Micro stéréo électrostatique et uni directionnel à électret M-201. (7) Support multi positions TL-E36 pour micro. (8) Micro électro-statique super-directionnel/uni-directionnel à électret avec capteur à cardioïde de précision M-510. (9) Potence à usages multiples sur pied TL-E31. (10) Support à suspension pour micro TL-E35. (11) Casque stéréo HP-1000.

JVC NIVICO

Les derniers progrès technologiques JVC ont rendu possible cette platine d'enregistrement haute fidélité à cassette. Elle s'accordera chez vous avec la chaîne la plus élaborée. Néanmoins vous pourrez emmener avec vous votre platine JVC CD-1635 là où bon vous semblera et réaliser ainsi des enregistrements sur le vif.

La tête révolutionnaire SEN ALLOY (SA) à haute linéarité, le moteur sans noyau, le circuit ANRS (système réducteur de bruit) font de la platine JVC CD-1635 un matériel complet, de très grande précision auquel vous pourrez adjoindre de nombreux accessoires qui vous permettront ainsi de constituer votre propre studio d'enregistrement. Aux champs comme à la ville, platine CD-1635 de JVC NIVICO — une haute conception de la technologie japonaise — l'inventeur de l'ANRS (Automatic Noise Reduction System), du SEA (Sound Effect Amplifier), du SA (Sen Alloy), et du CD-4, le seul système discrete 4 canaux au monde.

AGENTS JVC NIVICO : BORDEAUX : ELECTROVISION (56) 48.00.81 - **GRENOBLE :** S.S.M. (76) 44.05.33 - **MARSEILLE :** DELTA DIFFUSION (91) 47.82.56 - **NANCY :** D.E.S. (28) 52.63.19 - **PARIS :** JVC PARIS (1) 768.38.47 **RENNES :** ARELEC (99) 30.30.71 - **TOULOUSE :** A.D.H.I. (61) 80.71.50.

Pour recevoir une documentation complète sur la platine CD-1635 JVC NIVICO, retournez ce bon à DICOROP, importateur pour la France, BP n° 20, 06801 Cagnes-sur-Mer - Tél. (93) 20.32.32 - Telex : 470112 F

1635

NOM .....

HP

PROFESSION .....

ADRESSE .....

..... CODE .....

Toshiba

Pour ne plus changer

Compact SM - 3500

Ensemble stéréophonique compact. Sous un seul habillage un ampli-tuner (trois gammes d'ondes), un tourne-disque à moteur synchrone, et un magnétophone à cassettes. Possibilité d'enregistrer sur cassette directement à partir de la radio ou du tourne disque. Deux microphones permettent d'enregistrer en stéréo.

Données techniques :

Ampli-tuner : gammes d'ondes FM 87,5-108 MHz, GO 150-350 kHz, PO 530-1605 kHz avec indicateur de stéréophonie LED.
Tourne-disque : avec moteur synchrone tétrapolaire, entraînement par courroie, cellule magnétique. (33 1/3 - 45 tr/mn).
Magnétophone : moteur avec servo-générateur équipé DNL. 4 pistes/2 canaux. Dolby.
Puissance : 2 x 16,8 W (4 ohms).
Plateau : diamètre 30 cm en aluminium injecté.
Alimentation : 220-240 V, 50 Hz.
Dimensions : 690 x 200 x 360 mm.

Les plus grands sont les plus simples

Importateur exclusif pour la France
TRANCHANT DISTRIBUTION

Documentation et liste des points de vente sur demande à :
Zone nord, Z.A. Courtabœuf - BP 62 - 91401 Orsay - Tél. 907.72.76 - Télex 690304 F
Zone sud : Lyon: 62, Ancienne Voie Romaine - 69290 Craponne - Tél. (78) 57.17.66 - Télex 330310 F.

Dual

Phono Stéréo HiFi

FOURNIER • 10, av. Ch.-de-Gaulle 78800 HOUILLES
TELE FERAY • 41, rue Feray 91100 CORBEIL
GARAGE DU CENTRE • 226, avenue H.-Barbusse 91210 DRAVEIL
PHOTO CINE MALASSIS • 24, rue Molière 94400 VITRY
ART ET SON • 28, rue du Cygne 28000 CHARTRES
COMPTOIR PHOTO FLEURY • Rue des Bourdons 60105 CREIL
TELE MENAGER LAHAIE • 10, rue J.-Jaurès 78190 TRAPPES
CHOQUET • 36, rue F.-Martin 94190 VILLENEUVE ST GEORGES

TITANIA • 24, rue de Chateaudun IX°
TECHNIC TELE • 46, rue des Entrepreneurs XV°
SONALTA • 12, rue Guichard XVI°
TELE TEMPLE • 193, rue du Temple III°
COOP. UNIVERSITE CLUB • 121, bd St-Michel V°

HIFI PROBLEMES • 96, rue Championnet XVIII°
UNION DES COOPERATEURS • 64, rue Oberkampf XI°
GENOUD • 89, avenue d'Italie XIII°
TELE CHARENTON • 246, rue de Charenton XII°
MUSICLUB • 91, rue Rochechouart IX°

Les Revendeurs pilotes DUAL font confiance à la marque allemande qui, depuis sa création conduit ses efforts à rendre la Haute Fidélité accessible à tous. Ces points de vente vous proposent les matériels les plus représentatifs de la gamme DUAL et notamment pour la période MAI/JUIN 76, le **KA 32L**, un combiné Hi-Fi réunissant :

- 1 platine 1225 cellule magnétique.
- 1 amplificateur 2 x 15 W - 4 Ω.
- 1 tuner toutes gammes d'ondes.

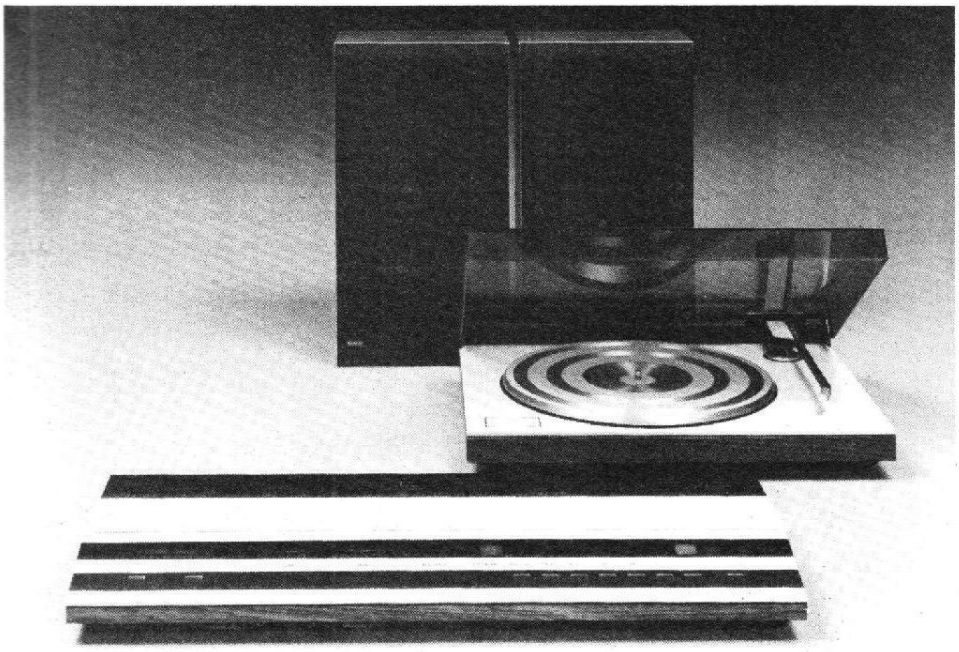
pour un prix conseillé, sans enceintes, de — **2 565 F ttc *.**

* Le choix des enceintes sera fixé par le consommateur, compte-tenu de son écoute musicale, qui doit rester l'élément déterminant dans l'achat d'une chaîne Hi-Fi.

DU NOUVEAU CHEZ TERAL • DU NOUVEAU CHEZ TERAL • DU NOUVEAU CHEZ TERA

TERAL ET Bang & Olufsen

TERAL est une des rares firmes à avoir compris que pour présenter cette prestigieuse marque, il fallait lui consacrer tout un niveau avec un environnement et des spécialistes formées à la technique B et O. Une surprise vous attend !!

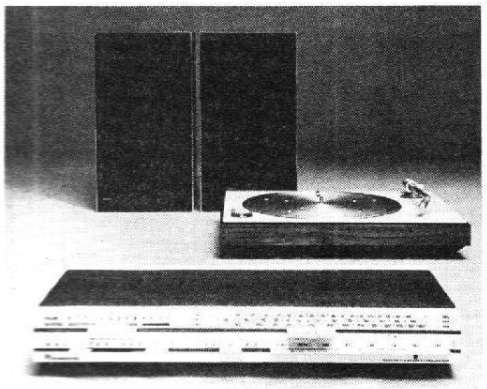


AVEZ-VOUS VU ET ENTENDU LA CELEBRE CHAINE 1900
un événement qualité/prix

CHAINE 1900

- **Béomaster 1900 - Amplificateur-tuner :** partie ampli 2 x 30 watts. Distorsion harmonique à 50 mW < 0,15 %. Rapport signal/bruit DIN 45 500 : > 60 dB. Partie tuner. AM/FM. 87,5 - 108 MHz.
- **Beogram 1900.** Nouvelle platine tourne-disques équipée d'une cellule magnétique MMC 4000. Antiskating automatique dans le pivot du bras. Ecart de vitesse < 0,1 %.
- **2-BEVOX Uni-phase S45.** Enceintes de qualité. Puissance efficace 45 watts. Puissance crête 75 watts. Gamme de fréquence 38-20 000 Hz. Volume 22,2 litres - 3 HP - (Boomer - Haut-parleur relais - tweeter).

L'ENSEMBLE ..... **5 950 F**



BEOSYSTEM 1100

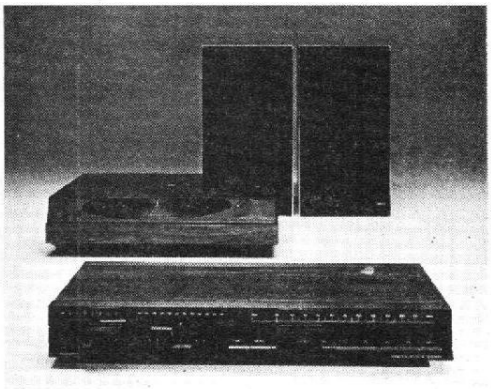
- **Beomaster 1100** - Ampli-tuner AM/FM - Ampli 2 × 22 watts - contrôles par curseurs linéaires - Tuner AM/FM (AFC)
- Platine **Beogram 1203** automatique - départ et arrêt - cellule SP14A
- 2 enceintes **Uni phase S30** - 30 watts

L'ENSEMBLE .....**4 450 F**

BEOSYSTEM 1800

- Ampli-Tuner platine **Beocenter 1800** - Ampli 2 × 22 watts - 0,5 % de distorsion - Tuner AM/FM (AFC) - Platine entièrement automatique - cellule **MMC 3000**
- 2 enceintes **Uni-phase S30** - 30 watts

L'ENSEMBLE .....**4 450 F**



BEOSYSTEM 901

- **Beomaster 901** - Ampli-tuner AM/FM - Ampli 2 × 20 watts - contrôle de graves d'aigus et balance par curseurs linéaires - Tuner AM/FM (AFC)
- **Platine Beogram 1203** automatique départ et arrêt - cellule **SP14A**
- 2 enceintes **Uni-phase S-30** 30 watts.

L'ENSEMBLE .....**4 450 F**

BANG & OLUFSEN **et toute sa gamme d'ampli-tuners platines en démontration et vente au**

HIFI-CLUB TERAL 30 et 53 rue traversière, Paris 12e - Tél. 344.67.00 (Gare de Lyon).

Le son original*

*ORIGINAL (latin originalis) qui n'a pas été fait d'après un modèle mais qui sert de modèle aux autres.

En créant la gamme "ORIGINAL ACOUSTIC", AUDAX le premier constructeur de haut-parleurs se devait de réaliser des enceintes de hautes performances, afin de répondre aux exigences des professionnels et des mélomanes épris de précision.

TROIS ENCEINTES ACOUSTIQUES A TECHNOLOGIE ORIGINALE

A 230 - 30 W RMS - 8 Ohms - 55-20.000 Hz ± 3 dB - 2 voies : 1 boomer ⌀ 20 cm - Nouvelle membrane "BEXIFORM" - 1 médium-tweeter à dôme ⌀ 34 cm - Dimensions 500 x 310 x 240 mm - Poids 9 kg.

A 360 - 60 W RMS - 8 Ohms - 45-20.000 Hz ± 3 dB - 3 voies : 1 boomer 210 x 320 mm - Membrane à longues fibres à haut coefficient d'absorption - 1 médium à dôme ⌀ 37 mm - 1 tweeter à dôme ⌀ 25 mm - Géométrie étudiée pour la meilleure diffusion spatiale - Dimensions 750 x 400 x 370 mm - Poids : 25 kg.

A 4101 - 100W RMS - 8 Ohms - 38-20.000 Hz ± 3 dB - 4 voies : 1 boomer ⌀ 350 mm - Membrane longues fibres à haut coefficient d'absorption - 1 bas-médium ⌀ 167 mm - Membrane "BEXIFORM" 1 médium à dôme ⌀ 37 mm - 1 tweeter à dôme ⌀ 25 mm - Constitution massive non résonnante - Dimensions : 900 x 460 x 400 mm - Poids : 56 kg.

ORIGINAL ACOUSTIC

AUDAX 45, AV. PASTEUR
93106 MONTREUIL
TÉL. 287.50.90

Sté Filiales - LONDRES - HAMBOURG - NEW YORK